7 f
388 Pages
LIIe ANNÉE - N° 1630 MARS 1978

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337-1883

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

■ BANCS D'ESSAI : L'ampli/tuner BASF 8440 ■ L'ampli SCOTT. A.437, le tuner SCOTT T526 etc.

■ REALISEZ : Une horloge digitale ■ Un compte-pose électronique à mémoire etc...



SUISSE : 3.50 FS ● ITALIE : 1100 LIRES ● ESPAGNE : 125 PESETAS ● CANADA : 1.50 DOLLARS ● ALGÉRIE : 7 DINARS ● TUNISIE : 700 MIL

LE HAUT-PARLEUR

sommaire

ADMINISTRATION - REDACTION

Fondateur : J.-G. POINCIGNON
Directeur de la publication : A. LAMER
Directeur : H. FIGHIERA
Rédacteur en chef : A. JOLY

SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 120 000 F
2 à 12, rue de Bellevue
75019 PARIS - Tél. : 200-33-05

ABONNEMENTS

ABONNEMENT D'UN AN
comprenant :
14 numéros dont 2 numéros spécialisés :
LE HAUT-PARLEUR SPECIAL PANORAMA HIFI
LE HAUT-PARLEUR SPECIAL RADIOCOMMANDE
FRANCE : 85 F — ETRANGER : 135 F

Nous proposons aux lecteurs qui le désirent de souscrire à un abonnement groupé :
14 numéros LE HAUT-PARLEUR
+ 11 numéros ELECTRONIQUE PRATIQUE
+ 11 numéros SONO
FRANCE : 165 F — ETRANGER : 225 F

14 numéros LE HAUT-PARLEUR
+ 11 numéros ELECTRONIQUE PRATIQUE
FRANCE : 110 F — ETRANGER : 180 F

14 numéros LE HAUT-PARLEUR
+ 11 numéros SONO
FRANCE : 120 F — ETRANGER : 170 F

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresse, soit le relevé des indications qui y figurent.

■ Pour tout changement d'adresse joindre 1 F et la dernière bande.

Pag

B.F. - Technique générale - HiFi

Radio - Télévision - Technique générale

Electronique - Technique générale

Réalisations

Electronique et Photographie

Mesure - Service

Divers



Commission Paritaire N° 56 701

Dépôt légal : 1er trimestre 78
N° éditeur : 414
Distribué par « Transport Presse »

L'ELECTRONIQUE AU SALON DE LA NAVIGATION DE PLAISANCE

LES débuts de l'année électronique sont marqués par le Salon de la Navigation. Les bateaux, des plus petits aux assez grands, envahissent le CNIT, l'espace d'exposition de la Défense n'est plus qu'une forêt de mâts et de voiles, sauf bien sûr, au rez-de-chaussée où ont pris place les unités motorisées.

Que devient l'électronique dans la navigation de plaisance ? Elle se développe, c'est certain, mais on ne note pas de modernisation excessive. Les instruments classiques que sont les compte-tours, les lochs restent pareils à eux-mêmes. Quelques indicateurs digitaux à cristaux liquides font leur apparition : intéressants à bord d'unités motorisées, ils n'offrent pas l'indication de tendance propre aux appareils analogiques, ceux à aiguille. Ces derniers ont toutefois encore besoin de l'électronique, ne serait-ce que pour transformer une vitesse en un courant électrique.

L'année dernière, nous avions découvert un détecteur de radar. Construit en France par la firme Inforel, une société plus spécialisée dans le domaine de l'informatique que dans celui de la marine, il est présenté cette année dans une version plus finie. La matière plastique du coffret a été remplacée par un alliage moulé ; nous retrouvons les mêmes fonctions que celles de l'an passé. L'installation se fait en tête de mât, les ondes électromagnétiques ont tendance à se traduire par une indication erronée de la direction. En tête de mât, il n'y pas de possibilité de réflexions. L'électronique reste enfermée dans le boîtier d'antenne, un long fil descendra le long du mât pour transmettre les indications nécessaires au boîtier de signalisation.

Toujours chez Inforel, nous avons un décodeur d'émissions en morse. Deux versions sont présentées. L'une simplifiée annonce, sur un afficheur



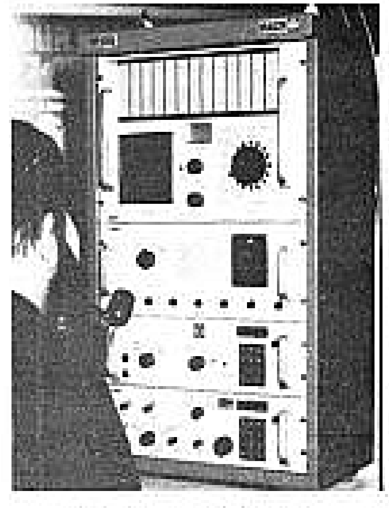
Photo 1. – Nagraphax : réception des cartes météo.


Photo 2. – Equipement vidéo sous-marin. A droite, le casque équipé d'une caméra.

alphanumérique, les lettres qui sont envoyées. Peu de réglages pour l'opérateur, un pour la vitesse d'émission, un pour un filtrage. Un indicateur galvanométrique sert à ajuster le niveau de réception. Une particularité intéressante : le signal d'entrée est capté directement sur le champ magnétique de la bobine mobile du haut-parleur, par l'intermédiaire d'un capteur téléphonique. Il n'y a donc pas besoin d'installation particulière. La seconde version de ce décodeur de morse est plus complète, plus chère aussi puisqu'elle comporte une imprimante. Cette dernière, associée à d'autres perfectionnements fait monter le prix 6 120 F alors que celui du décodeur n'est que de 1 290 F. Un appareil très utile pour obtenir des informations météorologiques.



Photo 3. – Le Minimorse, décodeur automatique. A gauche, le capteur électromagnétique.


Photo 4. – Radiotéléphone BLU. Synthèse de fréquence à l'émission et à la réception.

Nous poursuivons notre navigation dans ce Salon avec un système de M. Kudelsky-M. Nagra. Ce système, c'est le Nagrafax. Il sert à copier des cartes météorologiques transmises par radio. Brillante démonstration pendant ce Salon. De magnifiques cartes sortaient sur papier argenté de ces appareils. Un avantage pour ce matériel : sa très petite taille.

Concurrent de ce Nagrafax, le récepteur Taiyo donne de plus grandes cartes, mais est nettement plus encombrant. Présenté au Salon depuis plusieurs années, il est reconnaissable à sa couleur verte.

L'apport le plus intéressant pour les réceptions radio, c'est l'intervention massive des techniques digitales. Elles interviennent sous forme d'une indication numérique de la fréquence de réception. En outre, nous aurons une identification automatique des émetteurs. L'indication de fréquence se retrouve sur beaucoup de récepteurs, nous ne pouvons les citer tous.

Autre utilisation du digital, c'est la synthèse de fréquence. Un exemple nous est donné par le radio-téléphone BLU Dragon de CRM. C'est un appareil de fabrication danoise qui travaille dans les gammes hectométriques et décamétriques. Pour la réception, on frappe la fréquence à recevoir sur un clavier. Pour l'émission, un synthétiseur programmé n'autorise que la transmission sur des fréquences officielles. Cette fonction est obtenue par mémoire PROM. Ce type de synthèse permet d'augmenter considérablement la facilité d'utilisation des appareils, aucune erreur n'est possible et les changements de quartz ont disparu. 256 fréquences d'émission sont possibles, en réception, nous avons une gamme continue de 10 kHz à 30 MHz.

Trois bateaux, le Neptune, le Traité de Rome et le 33 Export, équipés de ce Dragon par CRM, effectuent la course autour du Monde. Ce type de radio-téléphone autorise des liaisons circumterrestres.

La navigation par satellite reste réservée à la marine marchande. Il est vrai que le prix d'un récepteur n'est pas à la portée de toutes les bourses...

CRM présentait également un petit radio-goniomètre digital à 2 599 F. C'est un radiogonio portatif travaillant dans la gamme de 190 à 499,9 kHz. Il reçoit en BFO et sur radio. La fréquence du radiophare à recevoir se programme sur le clavier à 100 Hz près. Une horloge interne compte les unités de 0 à 6 au 10e de minute, ce qui permet de distinguer les radiophares travaillant sur la même fréquence. Le compas est utilisé traditionnellement en orientant l'appareil jusqu'à extinction du signal. Le compas se verrouille pour la lecture. L'écouteur en matière plastique ne perturbe pas les indications du compas (pas de champ magnétique, transmission acoustique à partir d'un transducteur fixe). Bien entendu, l'ensemble est étanche et peut être utilisé sous les embruns (clavier couvert de matière plastique).

Pour la pêche, le récepteur universel Conion à écho sondeur de pêche, alarme et compas. C'est une sorte de poste de radio ; il est fabriqué sans doute en Extrême-Orient, si on juge sa présentation. L'indication de profondeur n'est pas due à un système tournant mais à une échelle de diodes LED. L'absence de système tournant améliore la fiabilité de ce sondeur. Il n'y a pas non plus de haute tension pour l'alimentation d'un tube néon.

L'alarme vous réveillera si un banc de poisson ou un obstacle sous-marin survient. Une gamme étalée permet, en découpant l'échelle de 120 m en sept sections, de donner une grande précision à l'affichage.

Quant aux calculatrices de navigation, elles restent distribuées, un peu moins en évidence que l'année dernière. Cette année, une nouvelle venue, deux, plus exactement. Nous en avions déjà parlé : il s'agit des SR 58 et 59 de Texas, deux calculatrices à modules de mémoire. Bien entendu, nous avons ici le module de navigation.

La sonorisation des bateaux reste d'actualité. Chez Sea Sound, apparition de techniques digitales pour l'affichage. Cet affichage existe aussi dans des productions marines du groupe Philips sous la marque Radio Océan.

nous revenons aux techniques digitales en signalant un indicateur de vitesse de Brookes et Gatehouse, un indicateur donnant une précision du centième de nœud. Une intégration interne élimine l'influence des vagues. Trois digits pour l'indicateur ; au-dessus de 9,99 nœuds, on ajoute mentalement 10.

Quant au radar, nous saluerons la naissance d'un petit Rank, l'un des moins chers du marché. Portée 10 miles nautiques.

Pour clore cette visite, nous signalerons la découverte d'un équipement vidéo sous-marin. Il s'agit d'un caisson étanche lorsqu'il est fermé. Ce caisson comporte un magnétoscope couleur de Sony, le plongeur est équipé d'un casque spécial dont la partie supérieure a reçu une caméra. Dans le caisson, un récepteur permet de contrôler l'image reçue. Un équipement très intéressant pour la surveillance de travaux sous-marins. L'alimentation sur batterie du caisson autorise le fonctionnement de l'ensemble à bord de petites embarcations. Réalisation Général Aquadyne. En direct des Etats-Unis. ■

LA BANDE MAGNETIQUE REVOX 621

C'EST une nouvelle bande que propose Revox pour aller avec ses B 77. Au moment où nous avons réalisé notre test A contre B, nous avions utilisé une bande équivalente à la 207 de Scotch, bande vendue également par Revox sous une référence différente : 201.

La nouvelle bande s'appelle 621. C'est une bande qui offre de meilleures performances, ce qui n'étonnera personne. Comme les premiers magnétophones sortis par Revox étaient réglés pour la bande 601, nous avons dû procéder à un réglage de prémagnétisation. Nous n'avons d'ailleurs pas touché les autres paramètres accessibles, les résultats se sont avérés suffisamment bons.

Cette bande est de fabrication Scotch. Contrairement aux anciennes que l'on pouvait se procurer sous les deux marques, à condition d'en connaître la référence, la 621 est une exclusivité Revox. C'est une bande Scotch 250 mais dont le support est plus mince que celui d'origine. La 250 est une bande professionnelle commercialisée en durée standard.

La bande Revox 621 est vendue en boîte plastique de rangement, en bobine de 26,5 centimètres, plastique ou métal. La longueur de bande est alors de 1 100 mètres.

La dorsale de cette bande est mate et traitée (elle est conductrice).

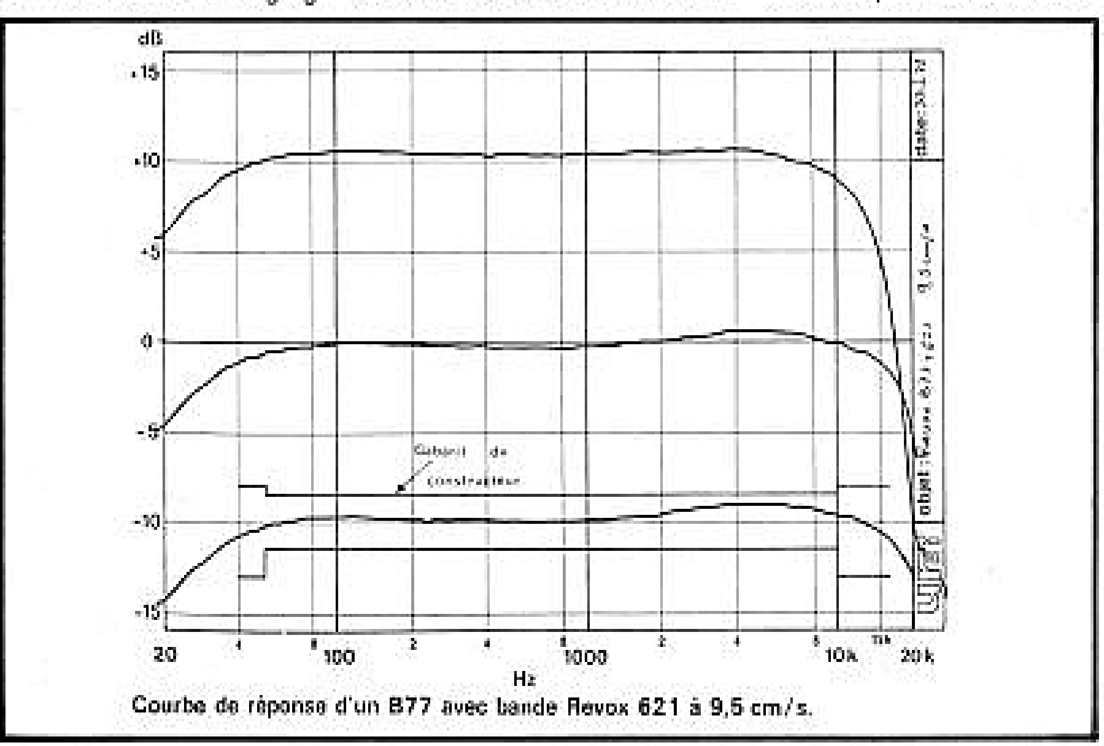
Mesures

La bande a été mesurée sur le magnétophone B 77 employé lors des derniers essais avec la bande Ampex 407. Le réglage de prémagnétisation a été refait en fonction des indications données par le constructeur. Le réglage consiste à faire varier la valeur de la prémagnétisation de la façon suivante : on enregistre un signal à 10 kHz au niveau – 20 dB. On règle la prémagnétisation pour que le maximum de niveau soit atteint. Ensuite, on tourne le potentiomètre de prémagnétisation dans le sens des aiguilles d'une montre pour faire baisser la tension de sortie de 4 dB. Le réglage est terminé. Nous n'avons pas constaté de différence importante de niveau de sortie en passant de 1 kHz à 10 kHz, ce qui montre que la nécessité d'intervention sur les circuits de correction n'est pas obligatoire.

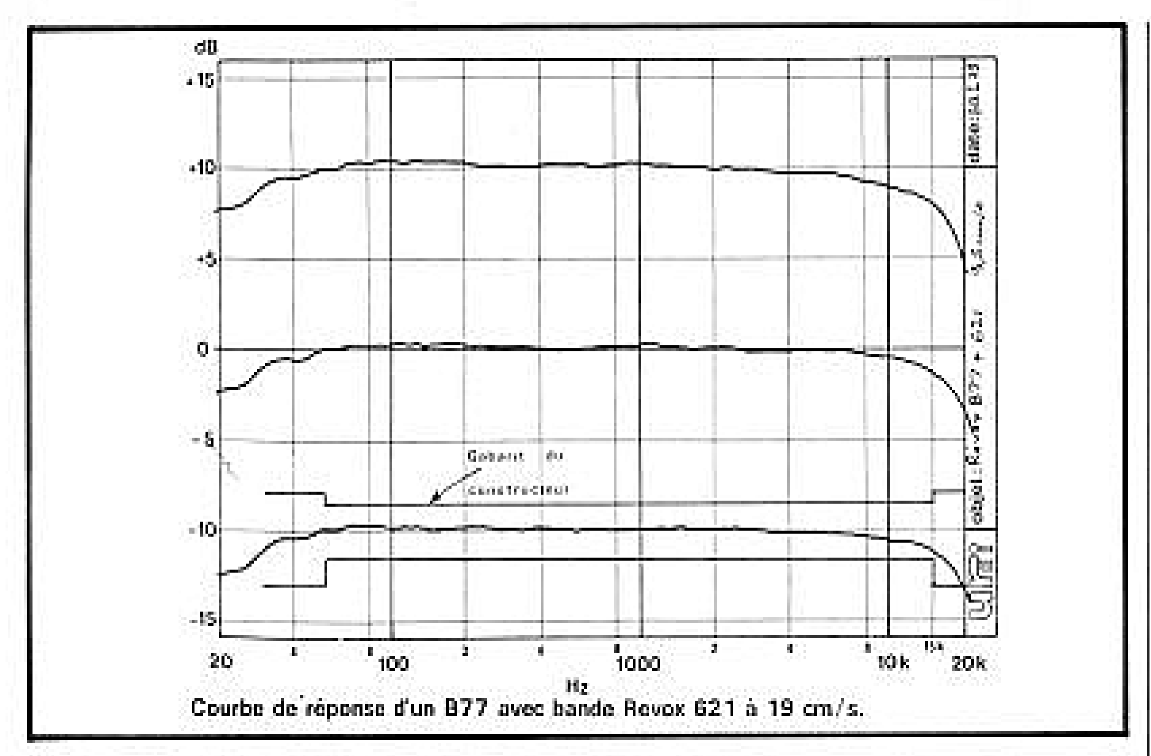
Les courbes de réponse que nous donnons rentrent de façon confortable dans le gabarit du constructeur.

Les tests ont été faits à 9,5 et 19 centimètres par seconde. Nous avons pris comme référence de niveau celui obtenu en effectuant un enregistrement à 0 dB (niveau source).

Le niveau de sortie pour 0 dB à l'enregistrement est de – 1 dB soit 1 dB au-dessous de 775 mV. Cette valeur a été retrouvée pour les deux vites-



Courbe de réponse d'un B77 avec bande Revox 621 à 9,5 cm/s.



Courbe de réponse d'un B77 avec bande Revox 621 à 19 cm/s.

ses. Le taux de distorsion harmonique à 9,5 cm/s est de 0,7 %.

La surmodulation possible pour obtenir un taux de distorsion de 3 % est de + 7 dB.

Le rapport signal/bruit rapporté au niveau donnant un taux de distorsion de 3 % est de 61 dB sans pondération, 64 dB avec la pondération DIN et 66 dB avec la pondération A.

A 19 centimètres par seconde, le taux de distorsion harmonique descend à 0,34 %, la surmodulation est alors de 11 dB, le rapport signal/bruit est de 64,5 dB en mesure linéaire, de 70 dB en mesure pondérée DIN et de 72 dB avec pondération A.

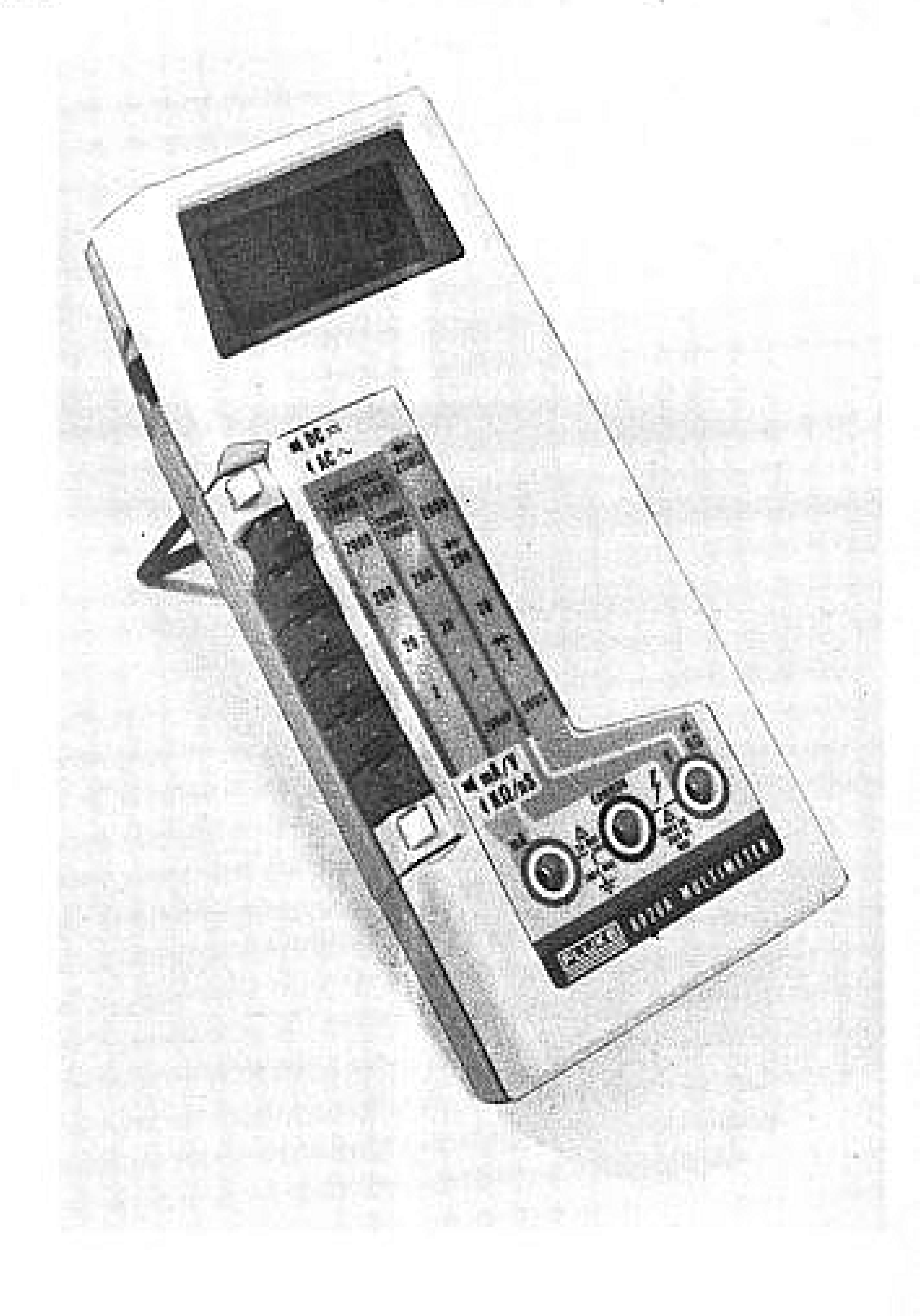
Les courbes de réponses mesurées sans réseau de désaccentuation que nous employons pour les cassettes sont données sur les deux graphiques. Nous avons ajouté ici le gabarit du constructeur. On voit que les courbes y tiennent à l'aise, peut-être pourrait-on remonter le niveau d'aigu à 19 cm/s en jouant sur les correcteurs ou en diminuant la prémagnétisation.

Conclusion

Nous avons, avec la 621 une bande magnétique d'un très haut niveau de qualité. Le magnétophone a gagné avec cette bande près de 4 dB de dynamique, cette amélioration aurait peut-être été inférieure si nous avions optimisé les réglages pour les mesures faites auparavant. D'autre part, la mesure est faite sur un seul canal tiré au sort. De toute façon, les écarts entre voies sont infimes.

Ces résultats sont valables pour ce type de magnétophone et cette bande, une extrapolation devrait être faite, suivie d'expérimentations pour tirer de plus amples enseignements. Les nouveaux B77 sont réglés pour la 621. Ce n'est pas un mauvais choix. ■

LE MULTIMETRE DIGITAL FLUKE 8020 A



LE multimètre numérique Fluke 8020A, appartient à la lignée des appareils de poche. Le choix d'un affichage par cristaux liquides, joint à celui de circuits à faible consommation, lui confère, sur pile, une longue autonomie. Une alimentation sur secteur est cependant prévue.

La multiplicité des gammes et des fonctions, confère au 8020A, une universalité que confirment encore un intéressant choix d'accessoires.

I – Résumé des caractéristiques

Mesure des tensions continues :

– 5 gammes, avec polarité automatique (± 200 mV, ± 2 V, ± 2 V, ± 20 V, ± 200 V et ± 1 000 V à pleine échelle).

– Précision : ± 0,25 % de la lecture ± 1 digit.

– Impédance d'entrée : 10 MΩ sur toutes les gammes.

– Protection : 1 000 V, continus ou en crête, sur toutes les gammes.

Mesure des tensions alternatives :

– 5 gammes (200 mV, 2 V, 20 V, 200 V et 750 V efficaces).

– Précision : elle dépend des gammes et de la fréquence, conformément au tableau ci-dessous.

– Impédance d'entrée : 10 MΩ / / 100 pF sur toutes les gammes.

– Protection : 1 000 V continus ou 750 V efficaces.

Mesure des résistances :

– 6 gammes (200 Ω, 2 kΩ, 20 kΩ, 200 kΩ, 2 MΩ et 20 kΩ à pleine échelle).

– Précision : de 2 kΩ à 2 MΩ : ± 0,2 % de la lecture ± 1 digit ; gamme 200 Ω : ± 0,3 % de la lecture ± 3 digits ; gamme 20 MΩ : ± 2 % de la lecture ± 1 digit.

Mesure des conductances :

– 2 gammes : 2 mS et 200 nS (le Siemens est l'inverse de l'ohm).

– Précision : gamme 2 mS : ± 0,3 % de la lecture ± 1 digit ; gamme 200 nS : ± 2 % de la lecture ± 10 digits.

Mesure des intensités continues :

– 4 gammes avec polarité

Gammes	45 Hz à 1 kHz	1 kHz à 2 kHz	2 kHz à 5 kHz
200 mV 2 V 20 V 200 V 750 V	± 0,75 % de la lecture ± 2 digits ± 1 % de la lecture ± 2 digits	± 1,5 % de la lecture ± 3 digits	± 5 % de la lecture ± 5 digits

automatique (± 2 mA, ± 20 mA, ± 200 mA et ± 2A à pleine échelle).
– Précision : ± 0,75 % de la lecture ± 1 digit, sur toutes les gammes.
– Protection : 2A sur toutes les gammes.
– Chute de tension : 0,25 V max., et 0,7 V max. pour la gamme 2A.

Mesure des intensités alternatives :
– 4 gammes : 2 mA, 20 mA, 200 mA et 2 A à pleine échelle.
– Chute de tension : 0,25 V_{eff} max. (0,7 V_{eff} max. sur la gamme 2 A).
– Protection : 2 A sur toutes les gammes.

Caractéristiques mécaniques : masse : 370 g avec pile.
Dimensions : 4,5 × 8,6 × 18 cm.

II – Présentation générale du 8020 A

Le boîtier en plastique gris offre, dans sa partie supérieure, une large fenêtre de visée, où s'inscrivent les quatre afficheurs à cristaux liquides (3 1/2 digits, et la polarité). Ces afficheurs, d'une hauteur de 11 mm, se lisent aisément à plusieurs mètres de distance (fig. 1).

Les cordons de mesure prennent place, d'une part dans la douille « commun », d'autre part, selon les fonctions utilisées, dans l'une ou l'autre des deux douilles, toutes situées à la base du boîtier.

Sur le côté gauche, et en face de trois échelles différenciées par des fonds de couleurs différentes, se trouvent les poussoirs de sélection des fonctions (1 et 2 sur la fig. 2), et des gammes (3 sur la fig. 2). L'interrupteur à glissière (4, fig. 2), assure la mise sous tension.

Sur le côté droit, symétriquement disposé par rapport à l'interrupteur de mise en marche, se trouve un jack destiné au raccordement d'une alimentation secteur. Celle-ci élimine automatiquement le circuit de la pile.

III – Le principe des mesures

Quelle que soit la fonction choisie, on se ramène toujours, en dernier ressort, à la mesure d'une tension continue. Celle-ci s'effectue par la méthode de la double rampe, selon le processus dont nous rappelons le principe à la fig. 3.

Après une mise en mémoire de la tension d'offset, destinée à la compensation automatique du décalage de zéro, la tension continue d'entrée est intégrée à partir de l'instant t_1. Une horloge de référence, pilotée par quartz à la fréquence de 3,2 MHz, impose la durée T_m, constante, de cette intégration. A l'instant t_2, la rampe a donc atteint un niveau qui dépend de sa pente, elle-même proportionnelle à la tension d'entrée. Une tension élevée donne la rampe (1), donc la tension V_1 à l'instant t_2 ; une tension plus faible donne la rampe (2), à laquelle correspond la tension V_2.

A partir de l'instant t_2, le condensateur du dispositif d'intégration est déchargé à vitesse constante. Le délai qui sépare l'instant t_2, du retour à zéro de la rampe de décharge, est donc proportionnel à la tension de crête, donc à la tension d'entrée. Le circuit de comptage mesure, alors, le nombre d'impulsions d'horloge qui correspondent à ces intervalles (T_{d1} pour la rampe (1) et la tension V_1, et T_{d2} pour la tension V_2).

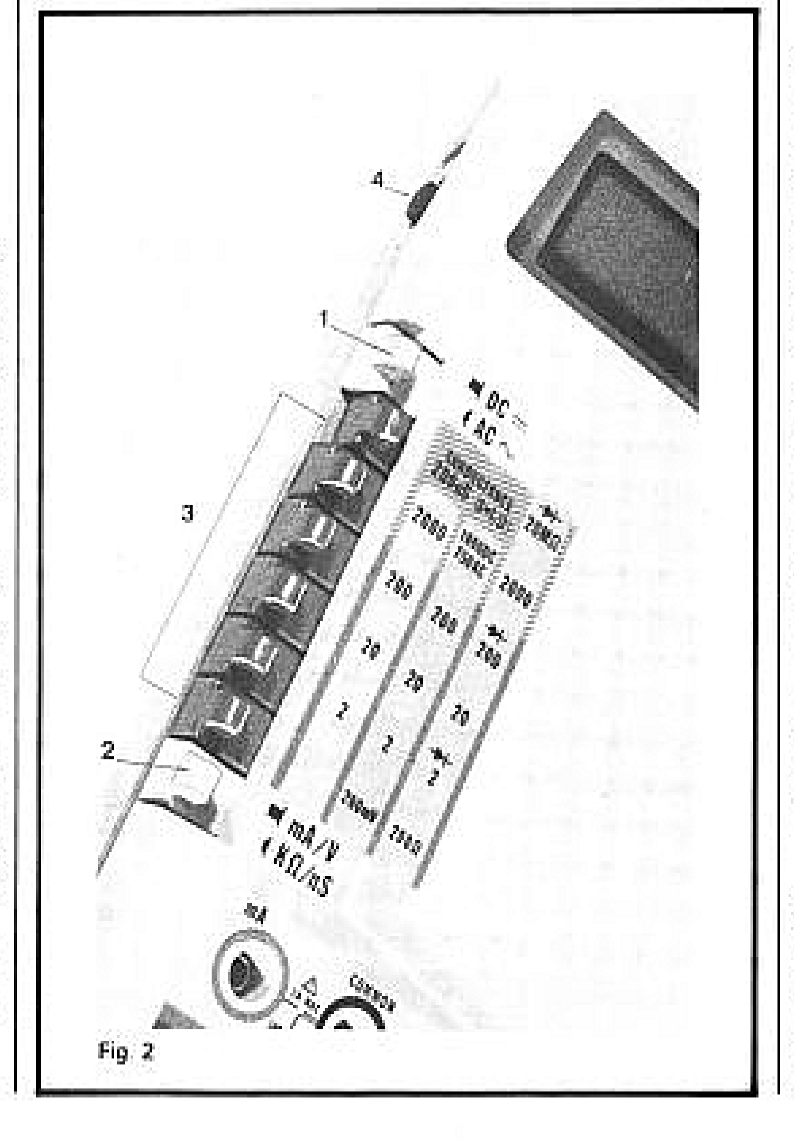


Fig. 2

Le circuit de mesure, qui effectue ces différentes opérations, est schématiquement représenté à la figure 4. Les différents interrupteurs K, pratiquement réalisés sous forme de portes analogiques, sont commandés par les circuits de logique qui, au rythme imposé par les impulsions d'horloge, assurent la succession des séquences déjà citées à la figure 3.

Pendant la phase de compensation automatique du zéro, K_{01} et K_{02} sont fermés. La tension d'entrée est donc nulle sur l'amplificateur suiveur, de gain 1, construit autour de l'amplificateur opérationnel A_1. Le condensateur d'offset C_0, placé sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur A_2, met en mémoire le décalage de zéro. L'amplificateur A_3 travaille en comparateur.

Lorsqu'on passe à la phase de mesure, c'est l'interrupteur K_i qui se ferme. La tension inconnue V_e est alors appliquée à l'ensemble du circuit, et se retrouve à la sortie de l'amplificateur suiveur A_1. Elle est intégrée dans l'amplificateur A_2, grâce à l'ensemble R_i, C_i, tandis que C_0 ajoute la tension de décalage.

Enfin, pendant la phase de décharge, c'est la tension de référence V_{ref} qui, grâce à la fermeture de la porte K_r, parvient à l'entrée de A_1. A la sortie S du comparateur A_3, on dispose des créneaux de pilotage des circuits de commande.

IV – Les commutations des fonctions et de gammes :

Les circuits jusqu'alors examinés, ne sont susceptibles que d'assurer la mesure des tensions continues, d'ailleurs positives ou négatives (grâce à une commutation automatique sur le signe de la source de référence), et à l'intérieur d'une

Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

Fig. 6

gamme s'étendant de −200 mV à + 200 mV.

La figure 5 montre comment, à partir de là, il est possible d'assurer toutes les mesures de tensions continues et alternatives, dans les limites évidemment indiquées par notre résumé des caractéristiques. Le diviseur d'entrée, associé au commutateur de gammes K_1, est suffisamment classique pour nous dispenser de commentaires. Il est suivi d'un redresseur sans seuil, construit autour d'un amplificateur opérationnel, et que nous retrouverons lors de l'examen du schéma détaillé de l'appareil. Grâce au commutateur K_3, les tensions appliquées au convertisseur analogique/digital de la figure 4, sont prélevées soit directement à la sortie de K_1 (mesures en continu), soit à celle du redresseur (mesures en alternatif). Un filtre passe-bas, élimine d'éventuelles composantes alternatives ou impulsionnelles.

Le circuit utilisé pour la mesure des intensités, est illustré par la figure 6. On se ramène au cas précédent, en faisant passer le courant inconnu I_e, à travers l'une ou l'autre des résistances shunt sélectionnées par K_2, qui commande donc le choix de la gamme. Aux bornes du shunt en service, on recueille donc une tension comprise entre 0 et ± 200 mV. S'il s'agit d'alternatif, il faut à nouveau passer par le redresseur sans seuil.

La mesure des résistances, fait appel au circuit de la figure 7. Une source de tension interne calibrée, V_i, est branchée en série avec la résistance inconnue R_x, et l'une des résistances calibrées du multimètre, $R_{réf}$, sélectionnée par le commutateur K_4. La tension aux bornes de $R_{réf}$, qui est alors une fonction du rapport $R_x / R_{réf}$, est appliquée à l'entrée du convertisseur analogique/digital.

Le multimètre Fluke 8020 A prévoit, enfin, une mesure des conductances. Le circuit est sensiblement le même que celui de la mesure des résistances. Toutefois, maintenant, c'est la tension aux bornes de la conductance inconnue qui est envoyée sur le convertisseur durant la période de comptage, tandis que la chute de potentiel aux bornes de $R_{réf}$, est utilisée pendant la phase d'intégration.

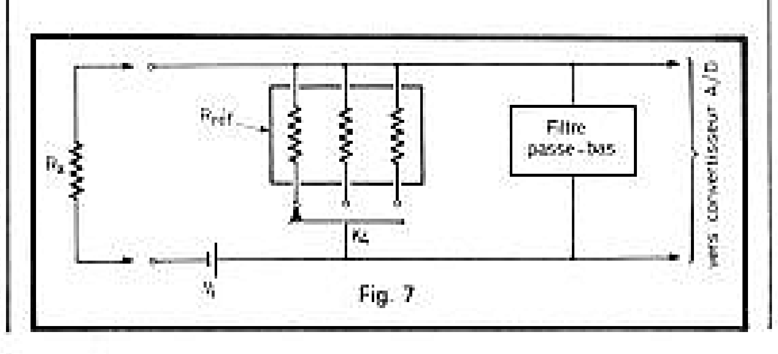


Fig. 7

V – Le schéma complet de l'appareil

On trouvera ce schéma à la figure 8. On y retrouve aisément les divers sous-ensembles dont nous venons d'examiner la structure simplifiée.

La borne d'entrée J_3, est la référence commune à toutes les mesures. Les bornes J_1 et J_2 servent, respectivement, aux fonctions « voltmètre » et « ohmmètre », et à la fonction « ampèremètre ».

Les résistances du diviseur de tension, commandées par les contacts S_1 à S_6, ont respectivement pour valeurs 9 MΩ, 900 kΩ, 90 kΩ, 9 kΩ et 900 Ω, ce qui assure bien, au total, une impédance d'entrée de 10 MΩ. La protection contre les surtensions est assurée par le transistor T_3, branché en diode, et placé en parallèle sur la résistance la plus faible.

La tension continue de référence, est disponible aux bornes de la diode zéner VR_1. Comme elle atteint 1,2 V, on n'en prélève qu'une partie, grâce à un diviseur résistif qui incorpore la résistance de calibrage en continu, R_6 (DC CAL).

Sur l'entrée « ampèremètre », on notera la protection par le fusible F_1, calibré à 2 A, et par les diodes CR_1 et CR_2. Les sections S4D, S5C et S5D du commutateur de gammes, sélectionnent les résistances de shunt mises en service.

Pour la conversion alternatif/continu, deux amplificateurs AR1A et ARB sont utilisés, selon un montage assez classique. Le calibrage s'effectue à l'aide de la résistance ajustable R_4.

Enfin, un circuit à haute intégration, en technique C. MOS, référencé U8 sur le schéma, regroupe l'essentiel des circuits du multimètre. On y trouve l'oscillateur d'horloge (le quartz, extérieur au circuit, est raccordé entre les broches 39 et 40), suivi d'un diviseur par 64, à la sortie duquel on dispose donc d'une fréquence de 50 kHz avec un quartz de 3,2 MHz (le schéma indique

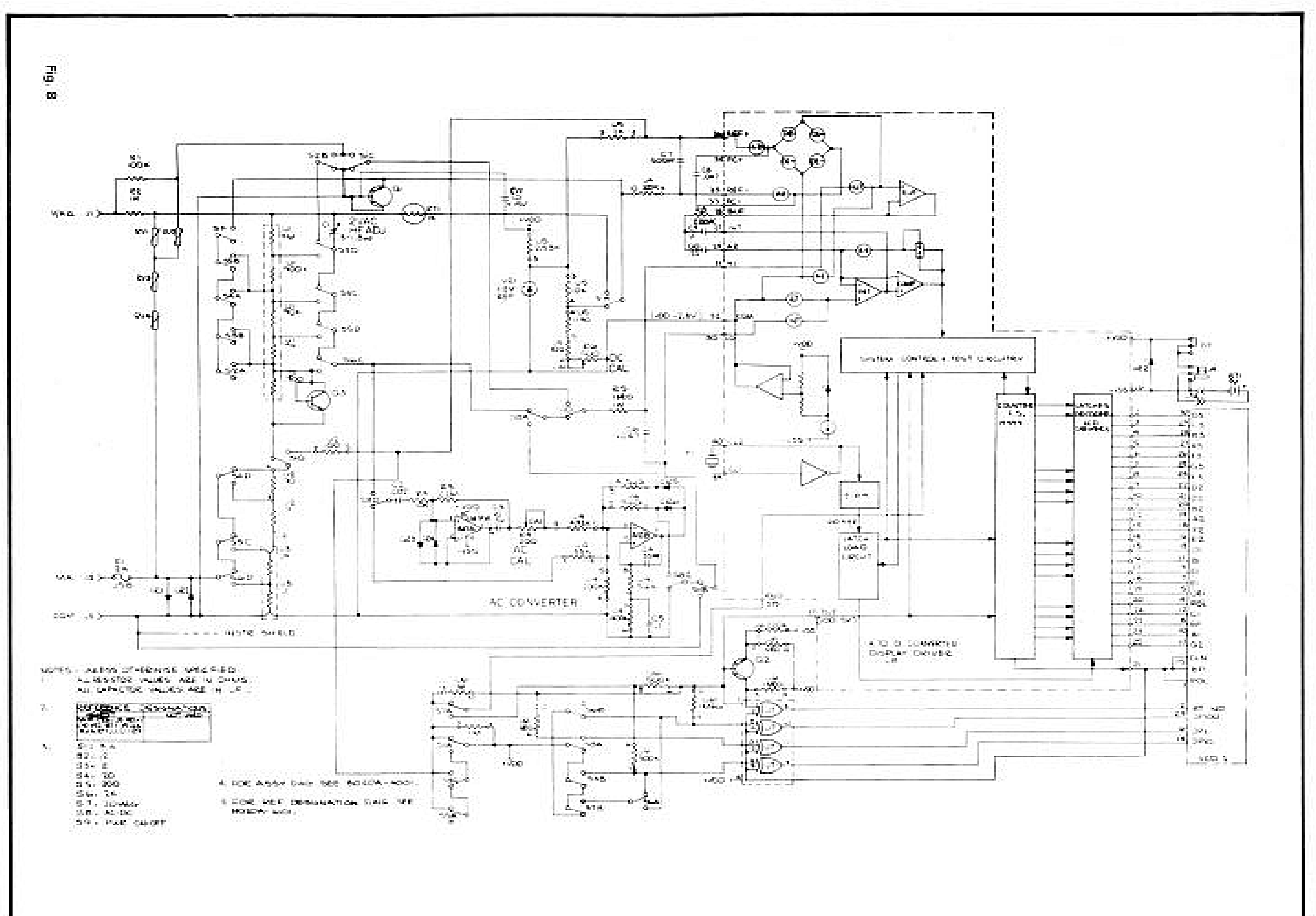

SYSTEM CONTROL + TEST CIRCUITRY
AC CONVERTER
A TO D CONVERTER
DISPLAY DRIVERS
DC
CAL
AC
CAL
INSIDE SHIELD

Fig. 8

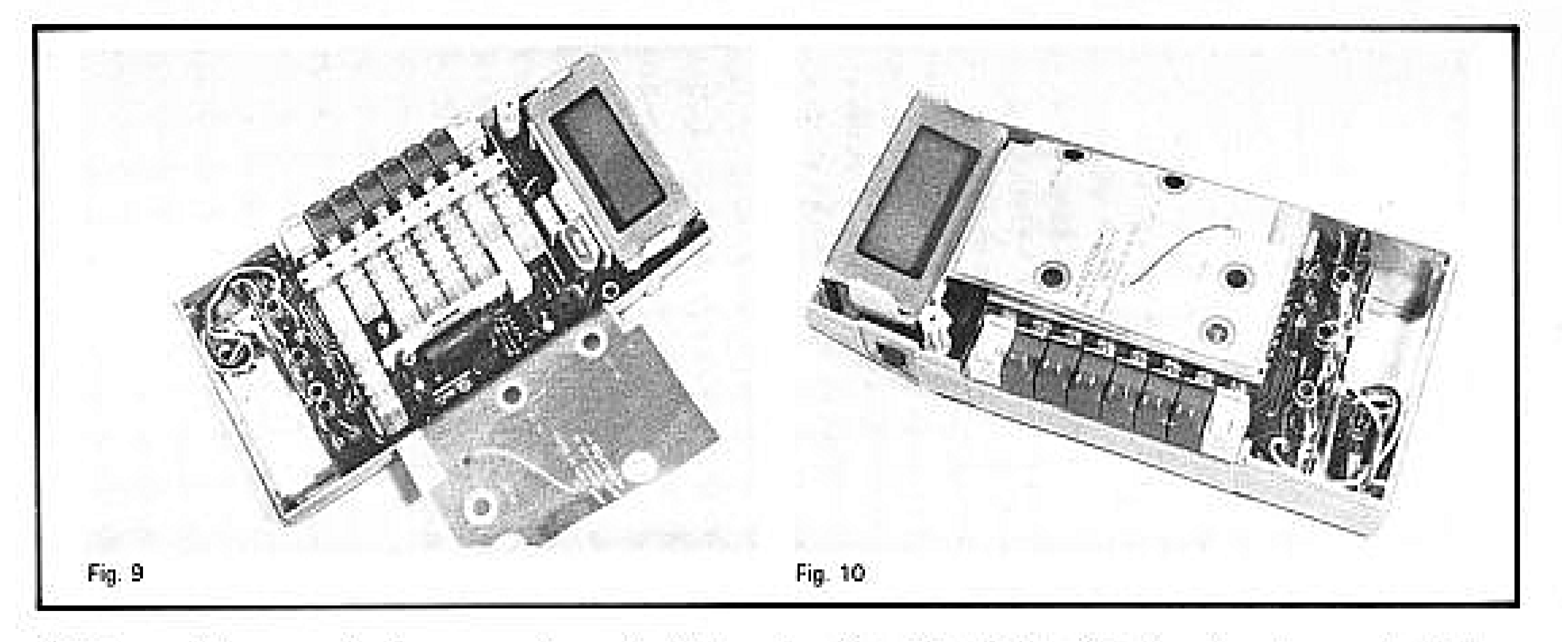


Fig. 9 Fig. 10

60 kHz, ce qui laisse entendre que le quartz n'a pas les caractéristiques indiquées par ailleurs dans la notice).

A la partie supérieure du schéma, sont regroupés les amplificateurs de la section analogique (amplificateur suiveur noté « buffer », intégrateur, et comparateur). Enfin, le compteur, les circuits de verrouillage, de décodage, et d'amplification, attaquent les différentes entrées de l'afficheur à 2 1/2 digits. La position du point, est déterminée par les portes U7 d'un circuit intégré lui-même piloté par le commutateur de gammes.

VI – A l'intérieur du boîtier

Pour enlever la demi coquille supérieure du boîtier, il suffit de desserrer, du côté inférieur, deux vis à tête cruciforme. A l'ouverture, on trouve d'abord un blindage de protection souple (fig. 9). En effet, les circuits MOS sont, à cause de leurs fortes impédances d'entrée, extrêmement sensibles aux charges électrostatiques, qui peuvent y développer des tensions élevées, et destructrices. Ce blindage est percé de trous d'accès aux différentes résistances ajustables : calibrage des déviations en continu et en alternatif, et correction de la partie supérieure de la courbe de réponse en fréquence, pour les tensions alternatives.

Notons, à ce propos, que les performances annoncées par le constructeur, ne peuvent être garanties, dans le temps, que sous réserve de révisions périodiques, qu'il est conseillé d'effectuer une fois par an. L'utilisateur ne disposant pas, le plus souvent, des appareils de contrôle nécessaire, le multimètre doit retourner en atelier, pour ces opérations de maintenance.

Une fois rabattu le blindage de protection, on découvre les circuits, dont la plus grande partie est occupée par les commutateurs à glissières de sélection des fonctions et des gammes (figure 10). On distingue, sur cette figure, le quartz de l'oscillateur d'horloge, situé juste au-dessous de la fenêtre des afficheurs.

VII – Nos impressions d'utilisation

Sans prétendre à une miniaturisation exceptionnelle, le multimètre Fluke 8020 A reste facilement portable, ses dimensions n'excédant pas celles d'un petit contrôleur universel classique. Par ailleurs, en renonçant à une compression maximale, le constructeur a pu choisir des composants électromécaniques confortablement dimensionnés, et qui semblent d'excellente qualité.

L'étendue des gammes de mesures, et leur précision, classent l'appareil à un niveau supérieur à celui des multimètres de service, et le rendent digne de figurer parmi le matériel de laboratoire. Les afficheurs très visibles, même à grande distance, donnent un sentiment de confort appréciable.

Nous avons aimé la présentation générale, et la bonne disposition du clavier de commande. Celui-ci permet de tenir et de manœuvrer le multimètre avec la seule main gauche, dont le pouce atteint aisément toutes les touches.

VIII – Les accessoires

Différents accessoires sont proposés en option par le constructeur. Malheureusement, nous n'avons pas pu, à cause de problèmes de disponibilité, en disposer pour nos essais.

Le premier de ces accessoires est l'alimentation secteur (sur pile, l'autonomie de l'appareil est de l'ordre de 200 heures, un signal d'épuisement des piles apparaissant dans l'afficheur, environ 20 heures avant la nécessité du remplacement). Cette alimentation existe en différents modèles, conçus chacun pour une tension du réseau.

Différentes sondes élargissent le domaine des applications. L'une d'elles, destinée aux mesures de températures, délivre une tension de sortie continue, variant de 1 mV par degré celsius. Elle couvre une gamme de – 50 °C à + 150 °C, ce qui donne, sur la gamme 200 mV du multimètre, une résolution de 0,1 °C. La précision atteint ± 1 °C dans l'intervalle 0 °C à 100 °C, et ± 3 °C à l'extérieur de cet intervalle.

Une pince ampèremétrique, étend la gamme des intensités alternatives, jusqu'à 600 A, avec une précision de ± 3 %, et une réponse en fréquence de 30 Hz à 1 kHz.

Pour ce qui concerne les tensions, une sonde à très forte impédance (1 000 MΩ) permet d'atteindre 40 kV en continu, et 28 kV efficaces pour les mesures en alternatif. La précision atteint ± 20 % en continu, et ± 5 % en alternatif, pour une fréquence de 60 Hz.

Enfin, il existe une sonde pour les hautes fréquences, utilisable de 100 kHz à 100 MHz (à ± 1 dB), et pour des tensions comprises entre 250 mV efficaces, et 30 V efficaces.

Nos conclusions

Par l'ensemble de ses caractéristiques, tant sur le plan électronique que d'un point de vue mécanique, le multimètre Fluke 8020A peut prétendre à tenir son rang dans la panoplie du laboratoire. Certes, il ne s'agit pas d'un appareil qu'on pourra glisser dans sa poche, entre le stylo et l'agenda. Mais là n'était pas l'objectif poursuivi.

Compte-tenu de la diversité des accessoires proposés, et de son rapport performances/prix fort intéressant, le Fluke 8020 A peut constituer la base d'un système de mesures relativement économique, au regard de son universalité.

L'AMPLIFICATEUR A 437 ET LE TUNER T 526



SCOTT

L'AMPLIFICATEUR A 436 est remplacé par le 437 que nous avons eu entre les mains. Quelques modifications minimes ont entraîné un changement de référence. Le double correcteur de timbre a été remplacé par un correcteur plus simple, deux boutons pour les deux voies au lieu de quatre. Plus question de séparer la commande de timbre. Cette séparation n'était d'ailleurs pas très utile à notre avis, elle ne fait qu'entraîner un risque d'apparition d'une erreur de phase entre les deux voies et par conséquent un manque de stabilité de l'image stéréophonique par déplacement fictif des sources en fonction de la hauteur du son joué.

Présentation

Les deux appareils tuner et amplificateur ont revêtu la même tenue, une tenue qui les habille depuis déjà quelques années. Le style est classique et n'est donc pas encore démodé. Nous avons les cadrans clairs qui s'illuminent par l'arrière, cadrans pour les indicateurs en tous genres, niveau, accord central, puissance pour les amplificateurs.

Les commandes sont confiées à des clés aux boutons noirs, des touches cylindriques et des boutons moletés.

Deux poignées bordent la façade, l'électronique est protégée par un capot de tôle peinte en noir. Une présentation qui s'avère donc assez classique. Les poignées sont chromées et c'est une anodisation « nature » qui protège les façades.

Fonctions, utilisation

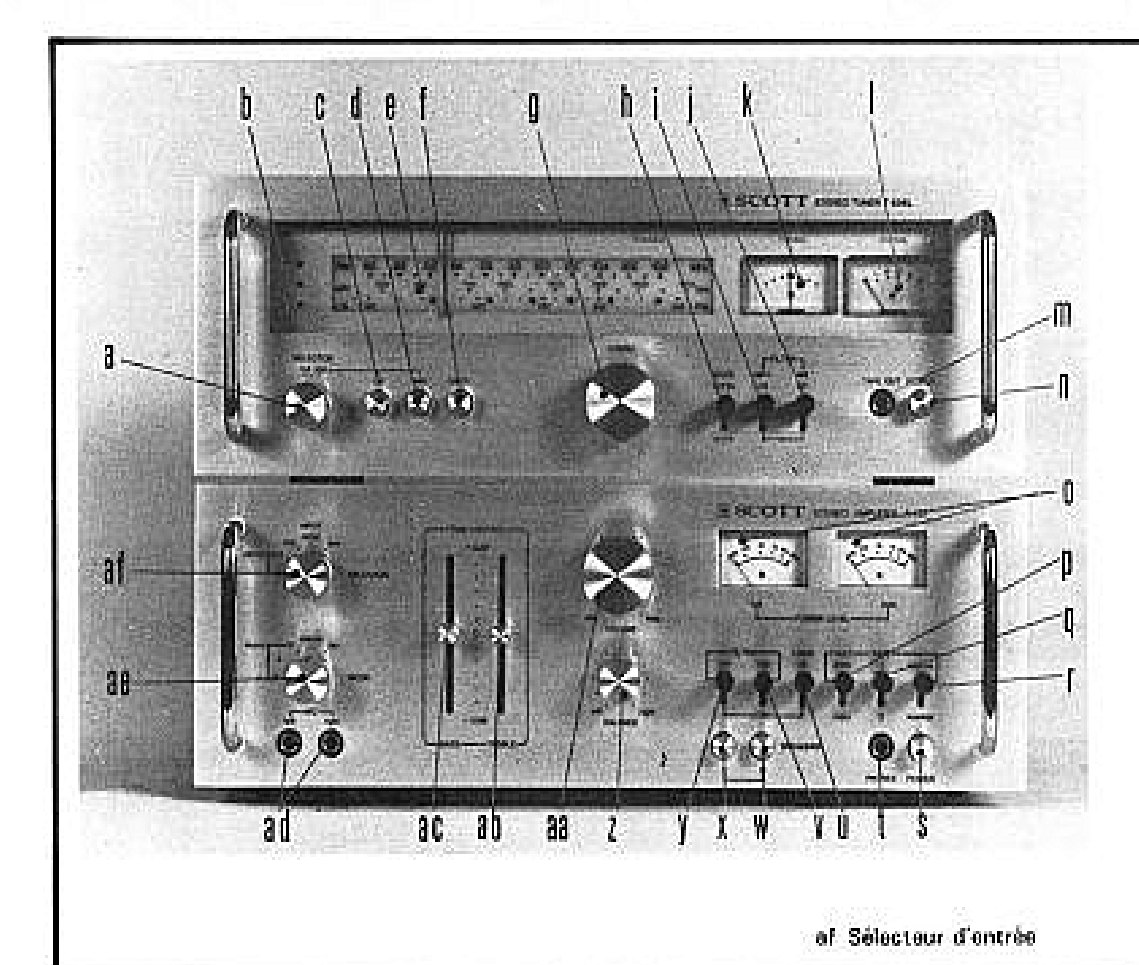
L'amplificateur d'abord. On y trouve tout ce que l'amateur classique peut désirer. Des crans pour les potentiomètres de puissance et de timbre, un seul pour la balance. Un certain confort de manipulation. Les crans ne sont pas trop marqués et, pour les correcteurs de timbres, il est possible de maintenir les boutons entre deux positions marquées mécaniquement. Autorise un réglage subtil.

Deux entrées phono sont commutables, intéressant. Le préamplificateur à haute sensibilité se mute en préampli linéaire pour un microphone. Pas de possibilité de mélange : phono ou micro. Entre radio et auxiliaire. Pour les magnétophones, nous avons deux paires de prises, elles sont disposées à l'arrière. La commutation s'effectue par trois commutateurs, nous avons un levier pour la fonction contrôle ou écoute de la source, un pour la sélection du magnétophone et le troisième pour la copie ou le fonctionnement dit normal.

Une prise casque et les deux prises micro sont installée en façade. Nous avons, pour la section filtrage deux leviers indépendants pour l'élimination des fréquences trop basses et celles des bruits « d'aiguille » de mauvais disques. La correction physiologique est commutable.

Deux paires d'enceintes peuvent être reliées à l'amplificateur. Elles seront branchées sur des prises à ressort qui permettent une liaison rapide.

Pour le tuner, nous avons un modèle européen dans le sens où les grandes ondes sont disponibles. La sélection des gammes se fait en deux opérations tout d'abord nous avons un choix du type de modula-



a Sélecteur de gamme
b Voyants indicateurs de gamme
c Touche grandes ondes
d Touches ondes moyennes
e Cadran
f Silencieux MF
g Bouton d'accord
h Mode, stéréo/mono
i Filtre stéréo
j Filtre passe-bas MA
k Accord à zéro central
l Indicateur de champ
m Jack de sortie magnétophone
n Bouton marche/arrêt
o Indicateurs de puissance
p Levier de copie
q Choix du magnétophone
r Source/Monitor
s Bouton marche arrêt
t Prise casque
u Correcteur physiologique
v Filtre passe-bas
w et x : sélection des haut-parleurs
y Filtre passe-haut
z Balance (cran central)
aa Bouton de volume (à crans)
ab Correcteur aigu (à crans)
ac Correcteur grave (à crans)
ad Entrées micro (2)
ae Sélecteur de mode
af Sélecteur d'entrée

tion, amplitude ou fréquence puis la sélection, pour la MA, de la gamme : ondes longues ou moyennes. Trois voyants indiquent la gamme en service/séparation des commandes de gamme : deux poussoirs pour la MA, et plus simplement le sélecteur MA/MF pour la MF. Les ondes en modulation d'amplitude seront captées soit par le cadre ferrite orientable disposé à l'arrière soit par une antenne externe que l'on branchera au bornier. Ce dernier accueillera également les ondes modulées en fréquence et issues d'une antenne 75 ou 300 Ω.

Un filtre pour la modulation de fréquence mélange les aigus (réduction du bruit de fond mais diminution de la séparation). Mieux que de la mono tout de même. Second filtre pour la modulation d'amplitude, il réduira la bande passante et affaiblira de la sorte le niveau des aigus.

Une prise jack stéréo permet, en face avant du tuner le branchement d'un magnétophone.

Une des deux sorties délivre un signal réglable en amplitude. Pour les deux appareils, nous avons une alimentation par câble détachable.

Quelques inscriptions en français à l'arrière : la plus délicieuse : SVP débrancher le fil du pouvoir avant de remplacer le fusible... Un effort qui mérite pourtant d'être souligné mais après tout, ne vaut-il pas mieux laisser les inscriptions en anglais ?...

Étude technique

Amplificateur. Nous vous livrons le schéma de l'amplificateur A 436, c'est le même que celui du 437. La représentation de cet ensemble est tout à fait modulaire. Cette configuration s'explique par l'utilisation des mêmes amplificateurs et éléments de préamplification pour plusieurs appareils de la gamme. Le 426 et le 436 utilisent les mêmes amplificateurs de puissance, les mêmes préamplificateurs phono. Les différences résident dans les références de quelques transistors et dans la tension d'alimentation, plus importante pour l'amplificateur le plus puissant. Le 437 possède en outre des indicateurs de puissance qui n'ont pas été installés sur les modèles les moins chers.

Les transistors utilisés pour les circuits de préamplification sont du type 2 SC 1000, une appellation normalisée en Extrême Orient. Ce sont des transistors à faible bruit dont l'usage a ici été généralisé depuis l'entrée jusqu'à l'étage différentiel de l'amplificateur de puissance. Deux circuits de contre réaction pour le préampli RIAA, un pour la correction phono, l'autre pour l'entrée micro.

Une première commutation se fait au niveau de l'entrée, l'autre en sortie du préampli pour la contre réaction. Les commutateurs des entrées à haut niveau reçoivent les signaux issus du préampli phono/micro. La sortie de ces commutateurs vers le potentiomètre de volume, ce dernier possédant les circuits de correction physiologique habituels. Le correcteur de timbre est du type à contre réaction, un grand classique. On notera sa structure symétrique.

A la sortie de ce correcteur sont installés les circuits RC du premier ordre (pente de 6 dB par octave) des filtres passe-haut et bas.

Amplificateur et préampli peuvent être séparés électriquement par exemple, pour insertion d'un égaliseur.

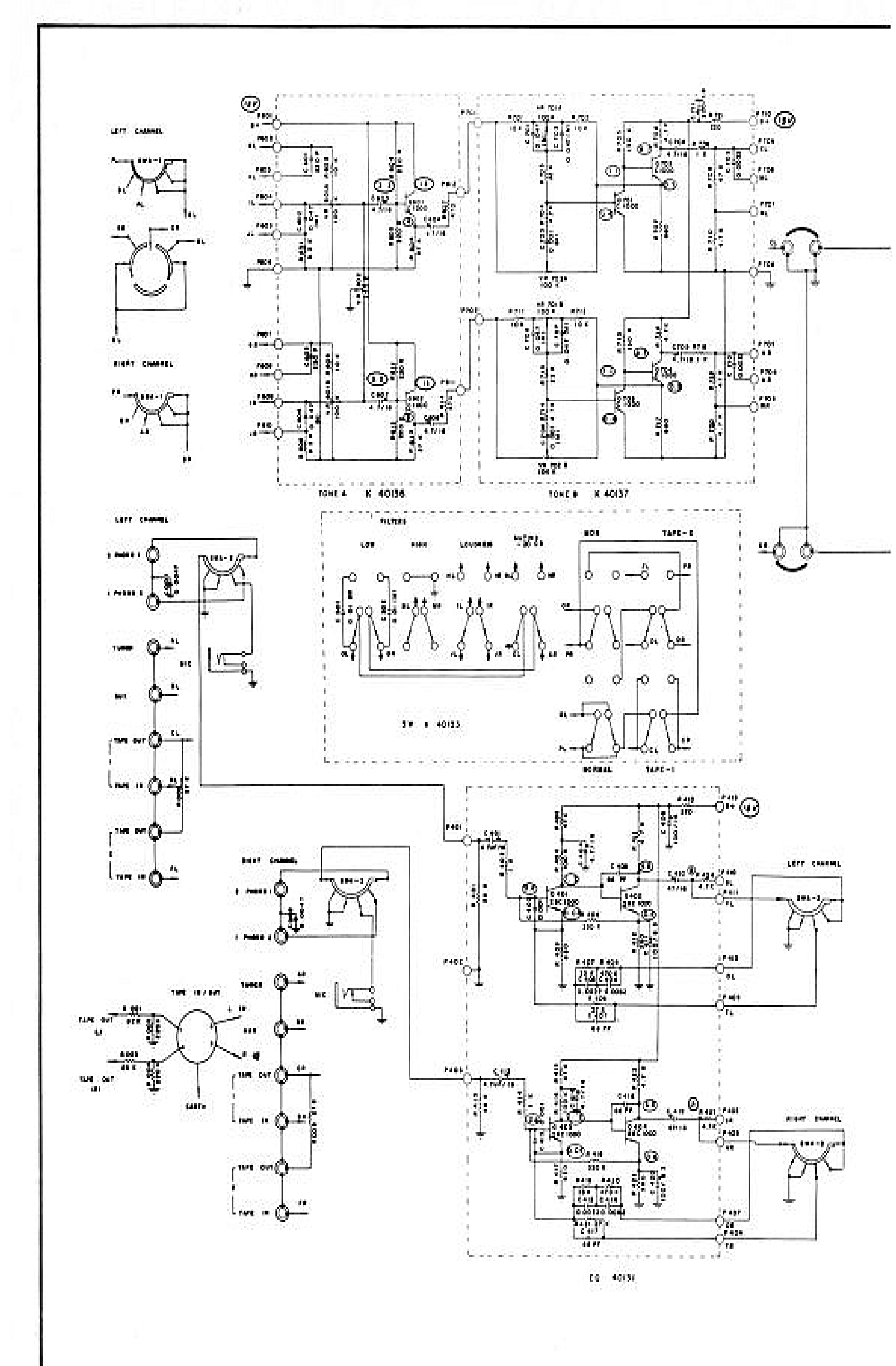
L'amplificateur de puissance est du type quasi complémentaire à entrée différentielle. Alimentation symétrique pour la sortie, protection électronique. La sécurité des enceintes est assurée par un fusible.

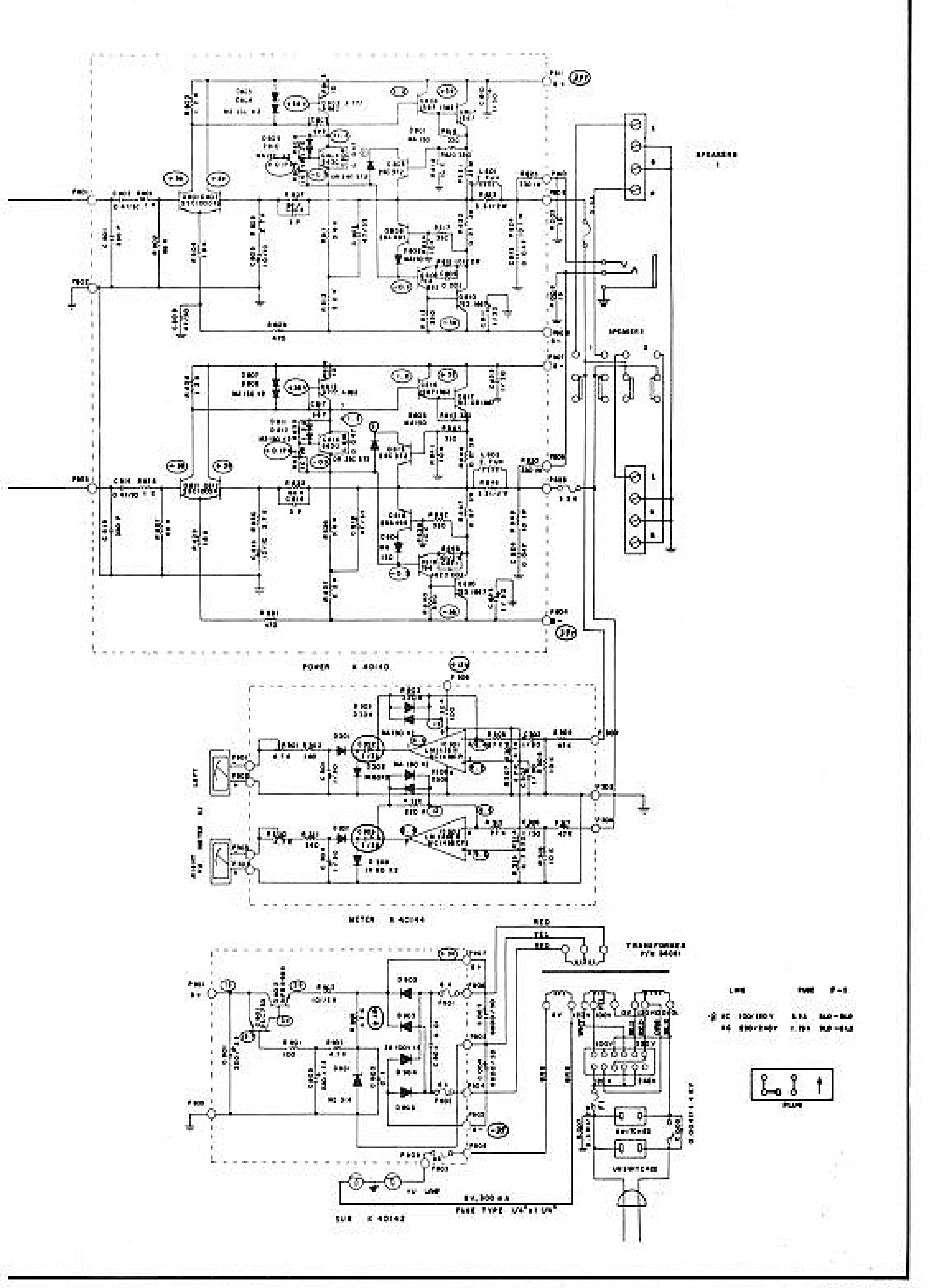
L'alimentation dispose, sur son secondaire de fusibles de protection, ils interviendront au cas où les transistors de sortie viendraient à lâcher.

Deux indicateurs de puissance utilisent des circuits intéressants, sans aucun doute les plus originaux du montage. Un circuit intégré double type 1458 disposant d'un système d'écrêtage par contre réaction non linéaire (deux diodes tête bêche) alimente deux indicateurs de puissance précédés d'un redresseur. Ce montage permet d'indiquer une puissance allant de 0,01 % à 100 % de la puissance max.

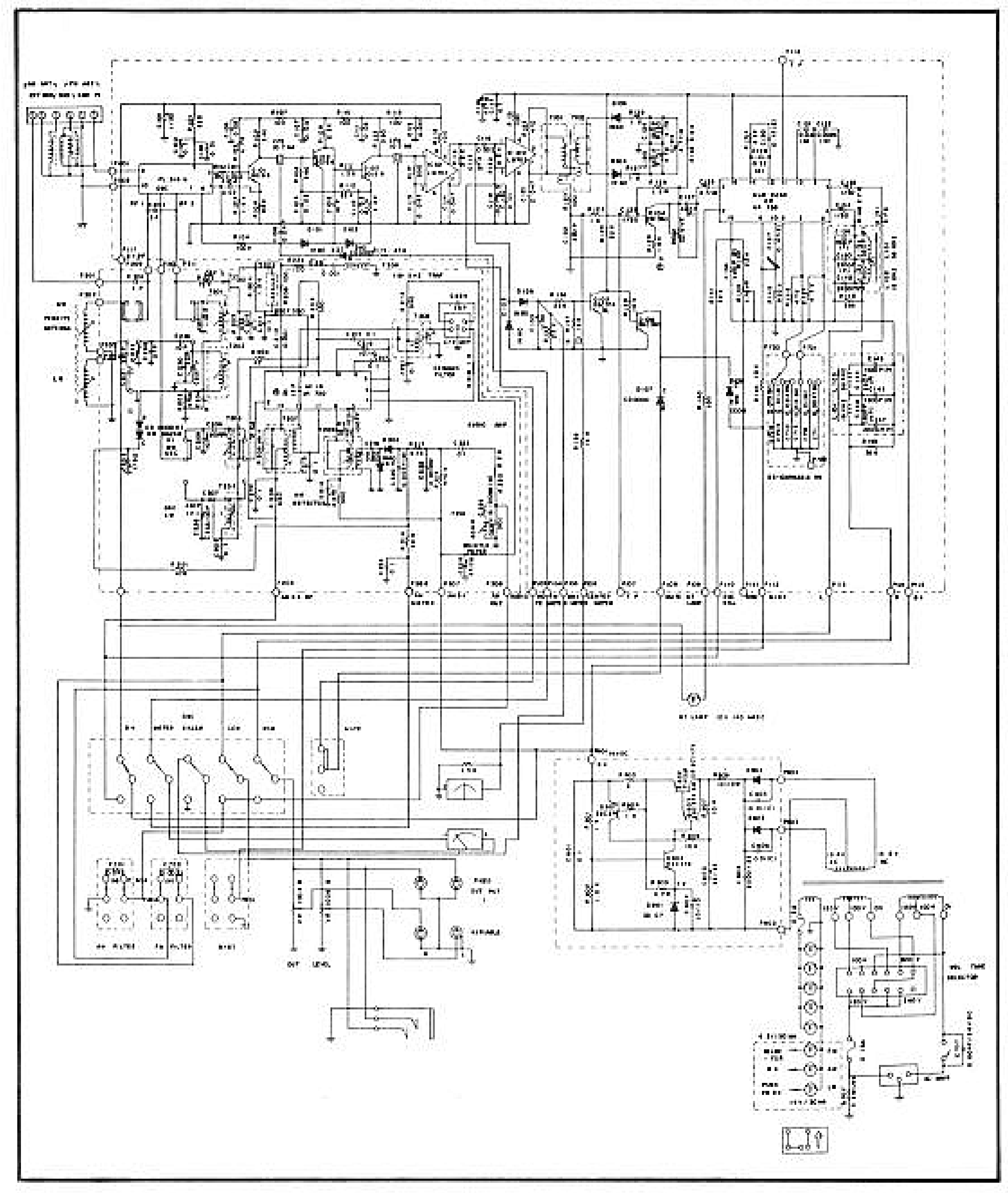
Tuner

Circuits intégrés, transistors discrets, filtres céramiques ont été utilisés dans ce tuner.


LEFT CHANNEL
RIGHT CHANNEL
TONE A K 40136
TONE B K 40137
FILTERS
SW K 40133
NORMAL
TAPE-1
TAPE IN / OUT
EARTH
TUNER
MIC
TAPE OUT
TAPE IN
EQ 40131



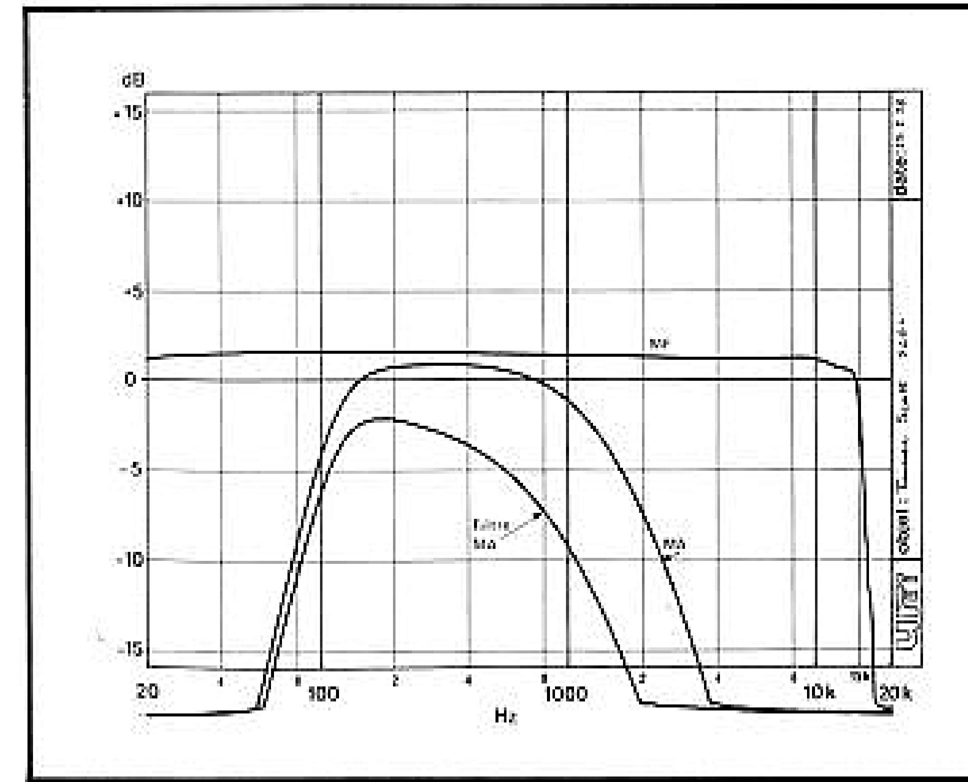
SPEAKERS
POWER
METER
SUB
RED
YEL
RED
LEFT
TRANSFORMER
PLUG



L'adaptation d'entrée se fait par un transformateur à large bande sur noyau de ferrite. Transformateur de type « Balun ». La tête de sélection VHF est représentée par un module : c'est en effet une tête modulaire que l'on trouve pratiquement sur tous les appareils de cette origine avec quelques variantes. L'amplificateur FI à filtres céramique est vraisemblablement précédé du classique filtre LC de sortie du sélecteur. Deux amplificateurs apériodiques à transistor effectuent les premières amplifications, la limitation et l'ultime amplification étant confiées à des étages symétriques à circuit intégré type µA 703. Des classiques, utilisés depuis fort longtemps. Le discriminateur est un discri de rapport.

Le décodeur stéréophonique est un µA 758, un équivalent du MC 1310. Décodeur à boucle de phase asservie. Des filtres réjecteurs suivant les sorties du circuit intégré. Les circuits de désaccentuation sont commutables, nous avons le 25 µs pour la démodulation, suivi d'un traitement Dolby, le 50 µs pour l'Europe et le 75 pour les USA.

La fonction silencieux tire son signal d'un amplificateur Q 105 dont la base est alimentée par un détecteur doubleur. D 105/106. Le silencieux met l'une des entrées du circuit intégré attaquant le discrimi-



Courbe de réponse du tuner :
MF : MA
Action du filtre M.A.

nateur à la masse. Il commande également l'arrêt du décodage stéréo.

Le tuner à modulation d'amplitude utilise un unique circuit intégré, μA 720, un circuit qui comporte toutes les fonctions traditionnelles, oscillateur, mélangeur, amplificateur FI. Une série de bobinage complète ce tuner.

Réalisation

Deux conceptions très classiques, aussi bien pour le tuner que pour l'amplificateur. Réalisation sur circuit imprimé en XXXP, châssis traité contre la rouille, capot de métal plié. Un matériel tout à fait standard. La finition externe est très propre sans que l'on atteigne toutefois le raffinement de certains produits d'origine voisine.

Mesures

Les mesures de l'amplificateur figurent dans notre numéro spécial HiFi dans lequel nous avons pris cet appareil à titre d'exemple. La puissance nominale est atteinte avec une marge confortable, le taux de distorsion harmonique est très bon sur 8 Ω où il est inférieur à 0,05 % alors que sur 4 Ω nous avons une remontée à 0,15 % environ à la puissance maximale.

Très bon rapport signal sur bruit.

Le tuner a une sensibilité en MF de 1,7 microvolt, c'est bien. Le rapport signal sur bruit est de 60 dB pour la modulation maximale et sans pondération. Une très bonne valeur. Avec filtre de pondération DIN, nous avons mesuré 68 dB.

En modulation d'amplitude, la sensibilité d'entrée est de l'ordre de 100 μV sur les grandes ondes et de 40 μV pour les petites ondes.

Les courbes de réponse sont données sur la figure 1, très bonnes performances pour la modulation de fréquence, courbe plus restreinte, ce qui est normal pour la modulation d'amplitude. On notera le comportement du filtre assurant une bande passante plus que réduite. Ces courbes ont été relevées avec une indication maximale de l'indicateur de champ.

Conclusions

Les tuners possédant les grandes ondes se répandent, en voici un de plus, avec l'amplificateur A 437, il permettra de constituer un ensemble d'une bonne homogénéité. Une paire d'appareils classiques pour débuter avec une bonne puissance et pas mal de possibilités d'expansion (magnétophones, micros...).

Caractéristiques techniques

Amplificateur

Puissance de sortie : 42 W minimum par canal, les deux canaux en service à 1 kHz avec un taux de distorsion harmonique inférieur à 0,2 %.

Taux de distorsion harmonique maximal : 0,2 %.

Taux de distorsion par intermodulation maximal : 0,05 %.

Sensibilité d'entrée : phono 2,2 mV ; axiliaire : 160 mV ; micro : 6 mV.

Rapport signal sur bruit pondéré, entrées court-circuitées : micro et phono : 70 dB ; entrées haut-niveau : 85 dB.

Réponse en fréquence à 1 W ± 1 dB : 20 Hz à 35000 Hz.

Facteur d'amortissement : 35.

Réglage de timbre, fréquences basses : ± 10,5 dB à 100 Hz ; fréquences aiguës : ± 10,5 dB à 10000 Hz.

Filtre passe bas : – 3,5 dB à 10 kHz ; passe-haut : – 6,5 dB à 100 Hz.

Dimensions : 400 x 142 x 325 mm

Tuner

Section FM

Gamme de réception : 87,5 à 108 MHz.

Sensibilité IHF : 1,9 μV.

Sensibilité DIN (26 dB S/B 40 kHz déviation) : 1,3 μV.

Sélectivité IHF : 50 dB.

Taux de capture : 2,5 dB.

Rapport signal/bruit (déviation maximum : mono : 0,3 % ; stéréo : 0,5 %.

Séparation stéréo à 1 kHz : 40 dB.

Section AM

Gamme de réception : LW (GO = Grandes Ondes) : 150 à 350 kHz ; MW (PO = Petites Ondes) : 525 à 1605 kHz.

Sensibilité : 100 μV/m.

Sélectivité : 35 dB.

Taux de distorsion harmonique (40 % modulation) : 1,0 %.

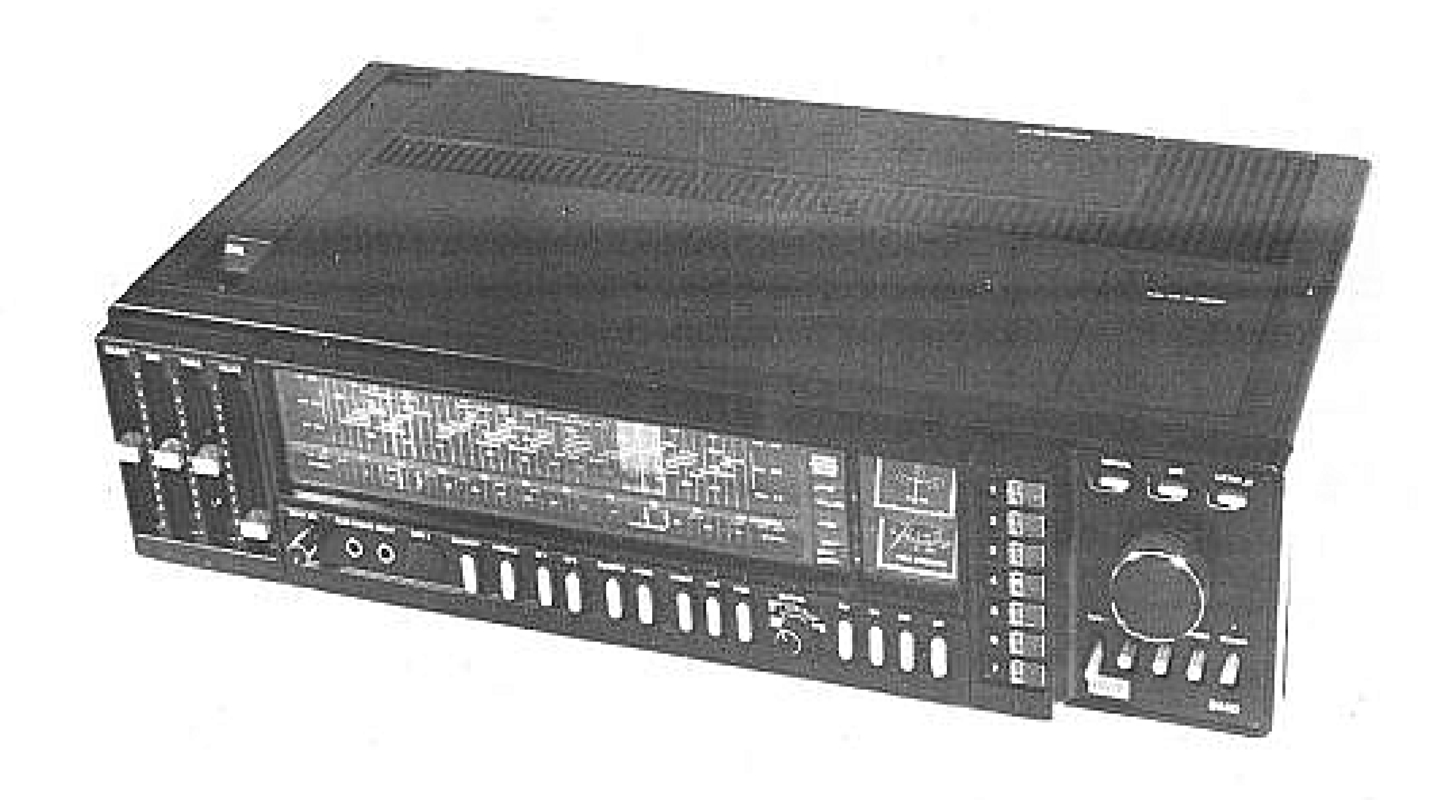
Rapport signal/bruit (40 % modulation) : 50 dB.

Tension secteur : 110, 120, 220, 240 VAC (50 – 60 Hz).

Dimensions : 400 x 142 x 325 mm.

Poids : 6,2 kg.

LE TUNER-AMPLIFICATEUR



BASF 8440

CET ampli-tuner, nous l'avions découvert il y a plus de deux ans au Salon de Berlin, il marquait l'entrée de la firme de Ludwigshafen dans la Haute Fidélité. Nous aurions dû nous attendre à voir des magnétophones à bande. Rien de cela. Le 8440 nous avait séduit à l'époque par sa facilité d'adaptation aux techniques de reproduction multidimensionnelles, des techniques qui ont connu le succès que l'on sait. Nous avons pu avoir, deux ans après cette première, un appareil à tester.

Présentation

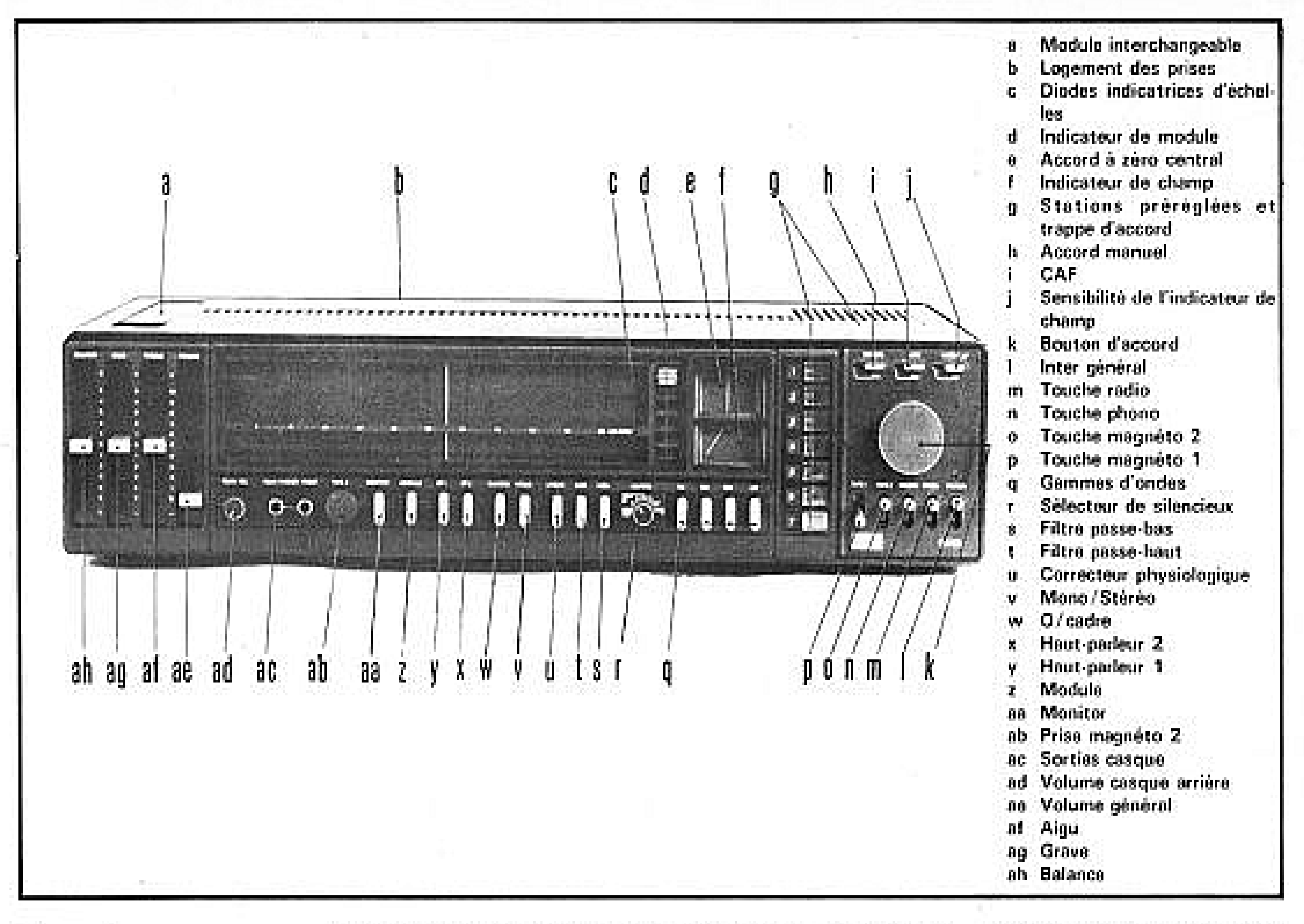
L'esthétique de ce 8440 est loin d'être déplaisante. Si la fabrication de l'appareil est japonaise, l'esthétique est tout à fait germanique. BASF est un producteur de matières plastiques, il n'était pas étonnant de voir le coffret réalisé principalement dans cette matière. Une matière qui peut se mouler sans problème et permet d'adopter des formes complexes, ce dont le constructeur a profité ici.

Pas d'indication numérique de la fréquence, cette particularité est réservée aux appareils sortis en 1977 à Berlin et qui devraient être diffusés en France dans un ou deux ans.

Le cadran est vaste, il s'illumine de rouge (le rouge BASF). A l'extrémité droite du cadran, nous avons deux indicateurs d'accord, un pour le champ, l'autre pour le zéro central de la MF. Un peu plus à droite, nous trouvons les touches des stations préréglées. Des touches carrées et noires à côté d'un carré de plastique transparent ? Ces derniers sont des capots, ils servent à fixer une étiquette de repérage de la station par son nom. A cet effet, la dernière page de la notice d'emploi est imprimée et permet de repérer des stations de quinze pays. Pour la France, nous avons nos classiques, et la série des FIP. Un alphabet complète le tout, si jamais nous avions un jour plus de quatre stations...

Tous les potentiomètres à curseur sont sur l'extrême gauche, les commandes essentielles, réparties de façon originale, tout à fait à droite. Les touches pousse-pousse sont rectangulaires, leurs extrémités sont arrondies.

A l'arrière du coffret, nous avons les fentes d'aération des radiateurs, le module est logé sur le côté droit, il est accessible depuis le dessus de l'appareil. Les prises arrière sont particulièrement bien logées, une trappe permet d'y accéder.



Fonctions, utilisation

Nous avons commencé à parler des prises, continuons. Elles sont toutes du type DIN. L'exception est celle que nous attendions, les prises de casque sont des jacks, la solution que nous préférons.

L'accès aux prises arrière est particulièrement simple, une trappe s'ouvre et permet de brancher le 8440 en laissant l'appareil contre un mur. Les prises seront protégées. Ce type d'installation permet de changer facilement un branchement.

Nous avons un amplificateur débitant sur plusieurs sorties; une sortie ambiophonique est prévue. Deux amplificateurs de puissance qui attaquent des enceintes acoustiques interconnectées par résistances. Le 8440 a une vocation « polyphonique ». Deux des modules proposent le décodage SQ, l'un simple, l'autre plus sophistiqué. Ce type de module peut être intéressant si l'appareil n'est pas enfoncé dans un logement de faible hauteur, le module s'enlève par le dessus, il est pratiquement aussi haut que l'ampli-tuner.

Les sorties arrière du module sont accessibles sur une prise DIN qui permettra le raccordement à un amplificateur externe et sur une prise de casque qui autorisera une écoute locale et personnelle.

L'amplificateur dispose de filtres passe-haut et bas, de la correction physiologique commutable, d'une commande de timbre à deux potentiomètres. Deux entrées/sorties pour magnétophone, une entrée phono sont prévues.

Les touches de commande de la fonction de l'ampli-tuner sont sur la droite avec la commande d'accord. Nous choisissons la section radio, ensuite, il faut passer dans le bas du cadran pour choisir la gamme d'ondes. Modulation de fréquence, ondes courtes, moyennes et longues. Une commande de silencieux est assurée par un commutateur rotatif commandé par un petit bouton garni de caoutchouc (pour la prise). Cette commande permet de choisir un seuil stéréo de 10, 25 ou 50 µV, une position met en service un filtre stéréo qui réduit la séparation dans les fréquences hautes. Si malgré l'utilisation de ce filtre le souffle est trop important, on pourra passer en mono par la touche assurant cette fonction pour l'amplificateur.

Pour la MF, nous avons des touches préréglées, les potentiomètres sont dissimulés sous une trappe située à la partie supérieure. Une commande automatique de fréquence est prête à être mise en service sous la pression du doigt. L'indicateur de niveau HF possède un commutateur de sensibilité assurant une dynamique de 120 dB (1 µV à 1000 mV).

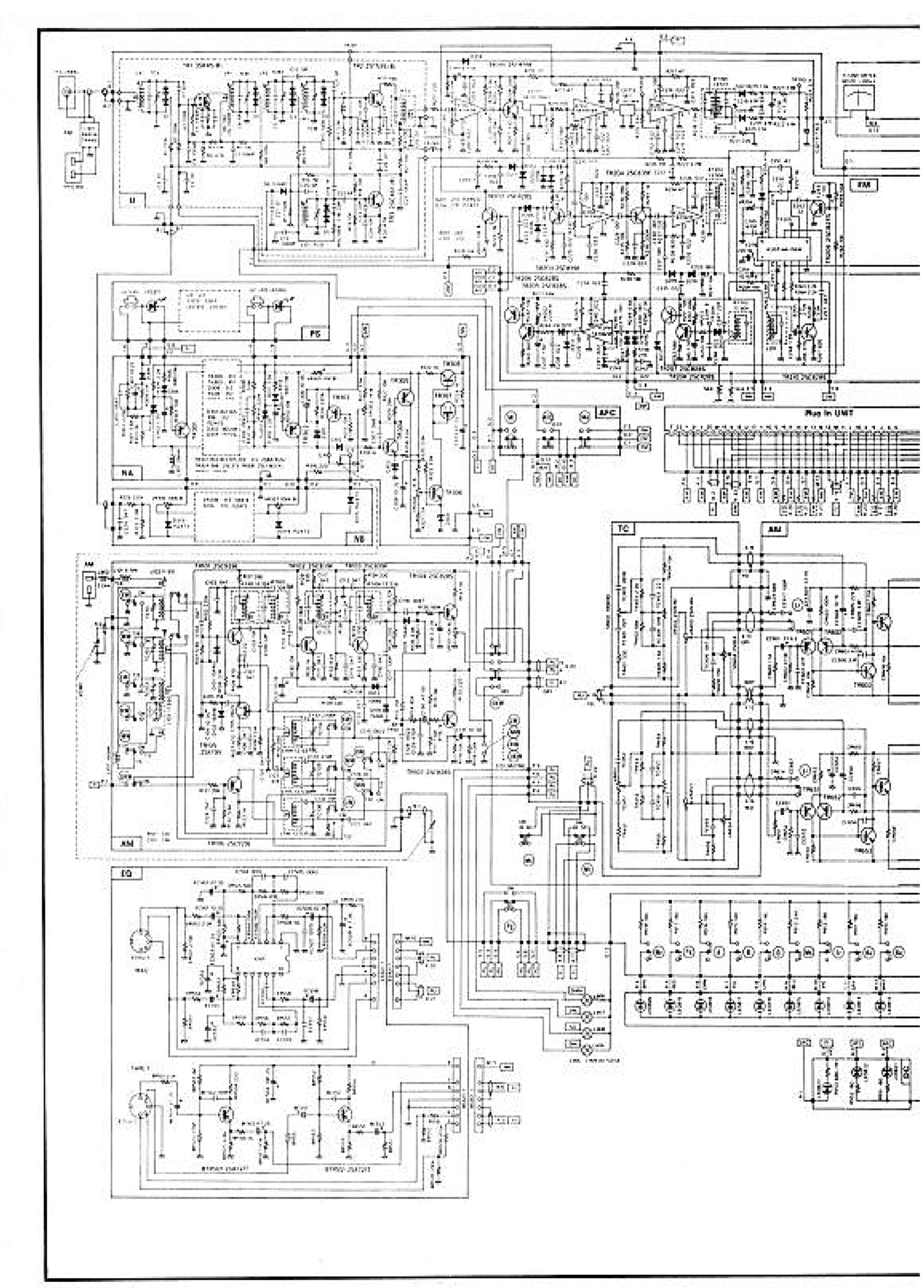
Pour les magnétophones, nous avons une prise à l'arrière pour celui qui fera partie de l'installation fixe et une prise de façade pour le portatif venu pour la circonstance.

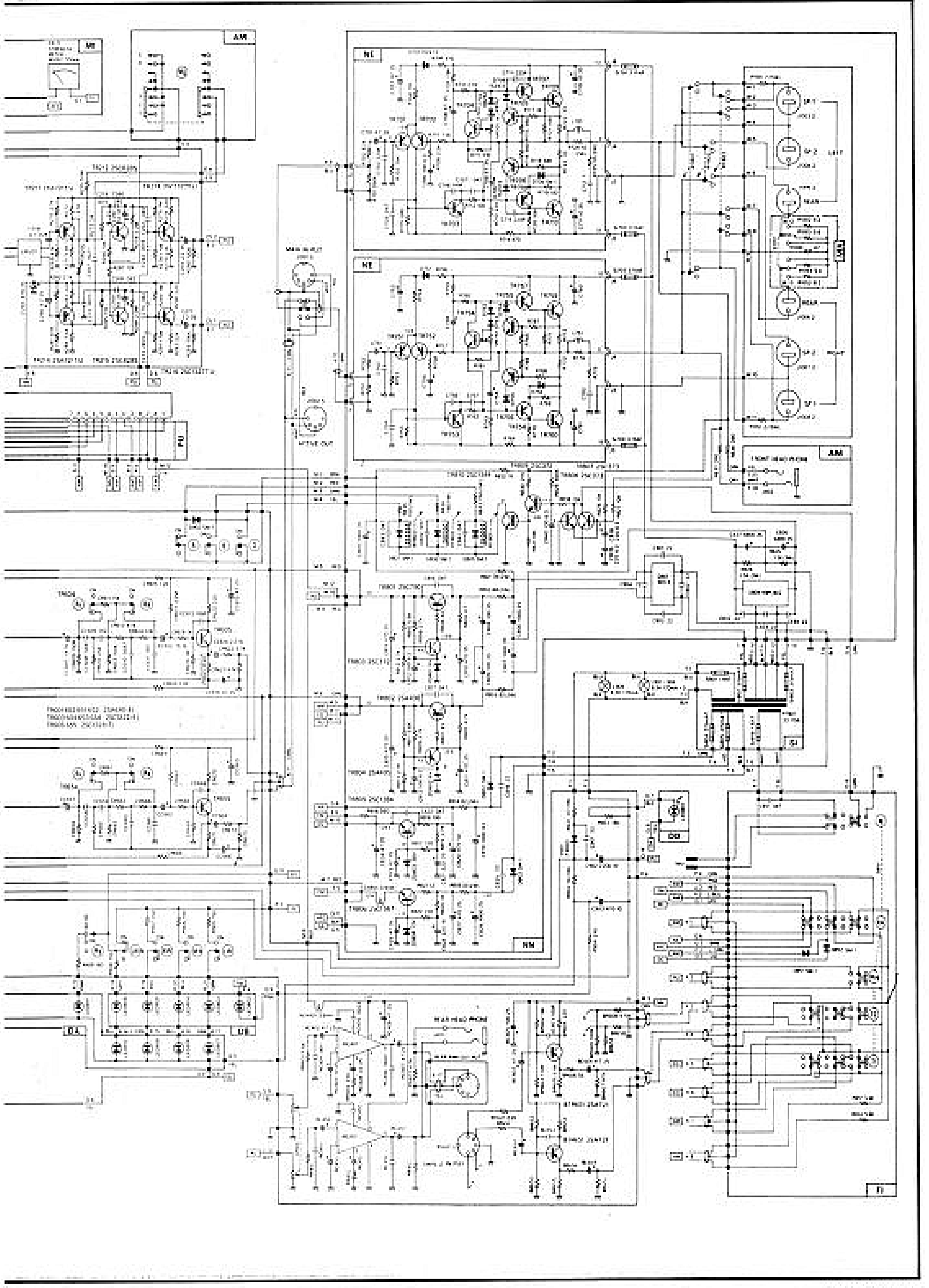
A l'arrière, nous trouvons plusieurs prises d'antenne. En MF, nous avons une prise coaxiale pour antenne extérieure (75 Ω) et une prise 240/300 Ω pour antenne interne. La modulation d'amplitude sera reçue soit sur le cadre interne ferrite, soit sur la prise d'antenne avec terre. Le cadre ferrite fait partie des circuits d'accord, il n'est pas déconnectable.

Etude technique

Tuner MF. Le schéma de principe de cet appareil est particulièrement dense. L'adaptation d'impédance d'entrée se fait sur un transformateur à large bande du type Balun. L'accord est bien entendu confié à des diodes à capacité variable. Le premier transistor est un MOS FET à double porte, une des portes reçoit une polarisation fixe, l'autre la tension HF et une tension de commande automatique de gain. La tension de CAG vient de la sortie du premier étage FI.

Trois circuits accordés assurent une sélectivité plus grande que de coutume, nous avons là cinq circuits accordés pour la





démodulation B Dolby de la MF. Un module MF Dolby peut être livré par BASF. Comme cette norme nouvelle n'est pas appliquée en France, ce dispositif ne pourra être apprécié ici.

Le système de commande par touches fugitives (et non électroniques) utilise des petits thyristors. ces composants remplissent le même rôle qu'un circuit intégré du type SAS 560.

Tuner MA

La section MA de cet appareil est nettement plus simple, bien que trois gammes d'ondes soient disponibles. Nous avons tout de même une commande automatique de gain séparée de la détection audio. Un transistor à effet de champ est utilisé pour assurer la commande automatique de gain au niveau de l'entrée. Une solution originale. Commutations traditionnelles pour les bobinages.

Section audio

Le préamplificateur phono est à circuit intégré, un circuit qui se cache pudiquement

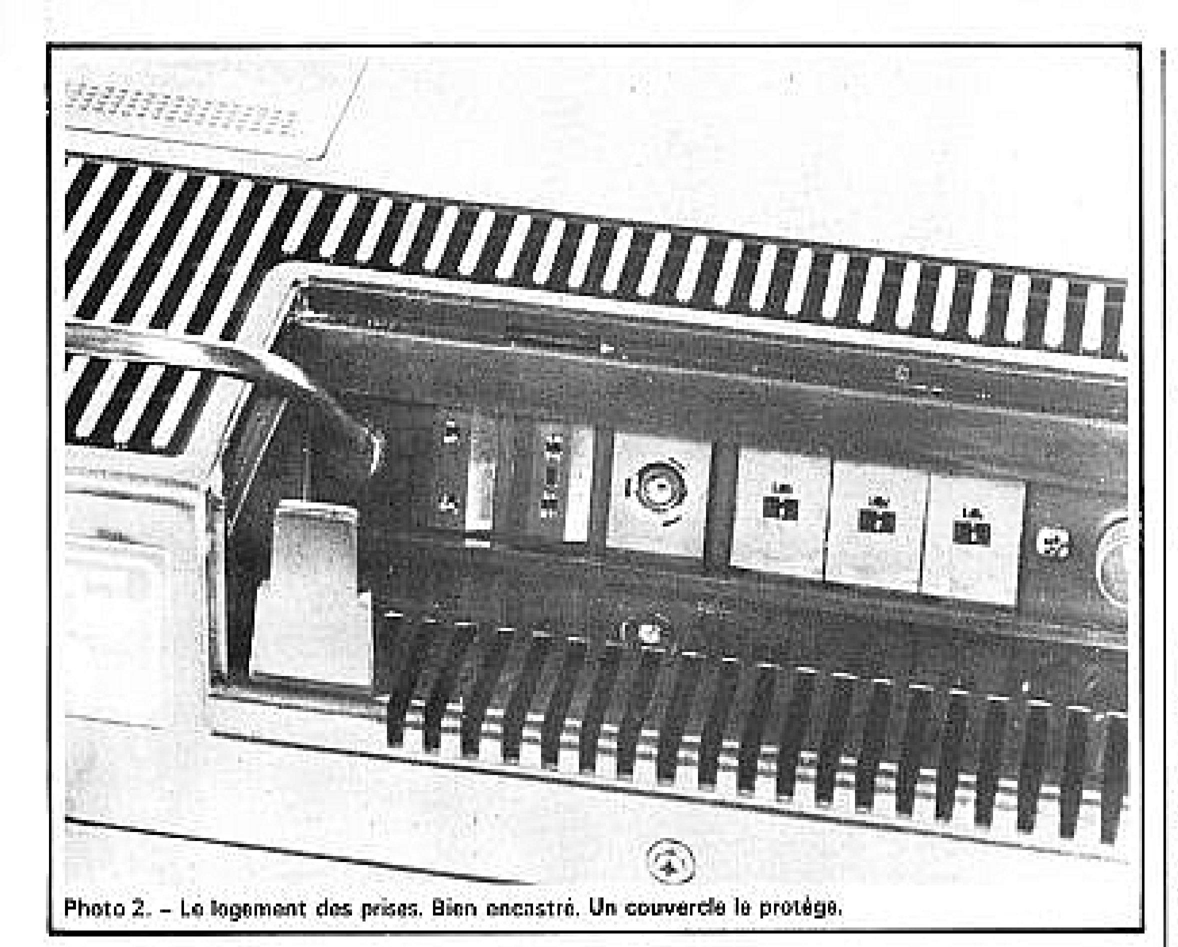


Photo 2. – Le logement des prises. Bien encastré. Un couvercle le protège.

HF, dont un oscillateur. Couplage inductif entre LR 1 et LR 2 par capacité entre LR 2 et LR 3. Oscillateur et mélangeur sont à transistors. La diode de CAG est, suivant une méthode courante au Japon, séparée de la diode d'accord.

L'amplificateur à fréquence intermédiaire utilise des circuits intégrés, des transistors discrets et des filtres céramiques. Ces filtres sont du type linéaire en phase. La démodulation est confiée à un détecteur de rapport.

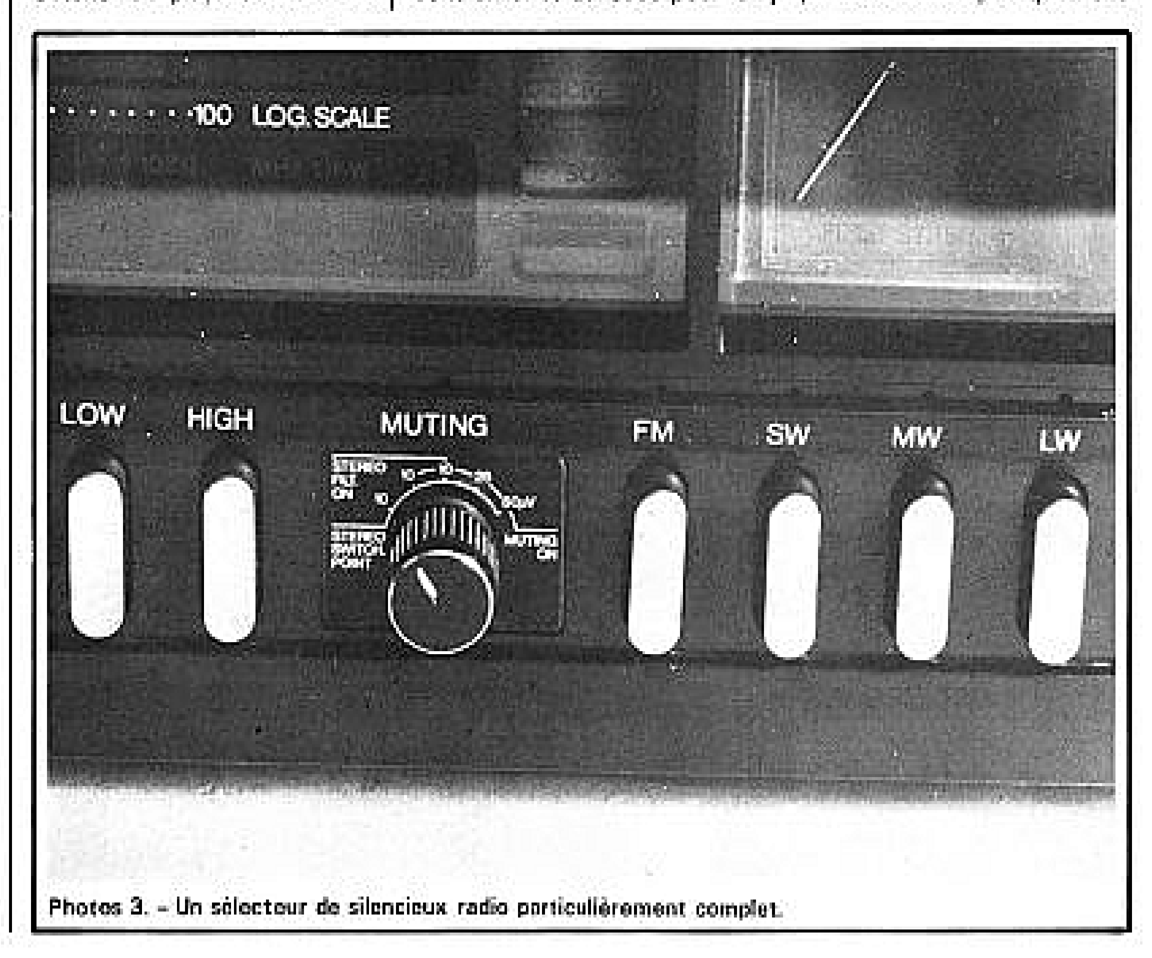
Un second amplificateur à fréquence intermédiaire est installé sous le premier (IC 204, IC 205) cet amplificateur sert à assurer le silencieux et la commutation stéréo.

La commutation de sensibilité du galvanomètre se fait en prenant la tension HF soit après TR 203, soit après IC 205 (diodes 209 et 210).

IC 206 est également utilisé pour la commutation du seuil de fonctionnement stéréo. Ce circuit utilise vraisemblablement le souffle résiduel. Le décodage stéréophonique se fait par le circuit intégré IC 207, c'est un HA 1156, un circuit que l'on rencontre très souvent. Il assure un décodage avec récupération de la sous-porteuse par boucle à verrouillage de phase.

Un filtre passe-bas à self et capacités élimine les résidus nuisibles pour les enregistements. Un ultime réglage de la séparation stéréo se fait par VR 205. Le filtrage stéréo est obtenu en plaçant entre les collecteurs, le TR 211 et TR 214, un réseau RC.

La constante de temps de désaccentuation est initialement de 25 µs. Par l'intermidiaire de connexions assurées par le module, on établit la correction de 50 µs. Les 25 µs sont en effet utilisées pour la



Photos 3. – Un sélecteur de silencieux radio particulièrement complet.

sous une référence IC 501. Les signaux audio à haut niveau arrivent sur un étage à haute impédance d'entrée. Les signaux du préampli phono vont alors directement sur le connecteur du module.

Le potentiomètre de volume est accompagné de ses composants réactifs permettant de satisfaire sa fonction physiologique. Le correcteur de timbre est du type à contre réaction, quatre transistors sont utilisés pour son amplificateur, du luxe !

Les filtres passe-haut et bas sont du type actifs, les circuits déterminant la fréquence utilisent un même transistor, monté en collecteur commun.

Les amplificateurs de puissance sont du type quasi complémentaire. On reconnaîtra un schéma bien connu avec sa protection électronique et sa polarisation avec compensation thermique.

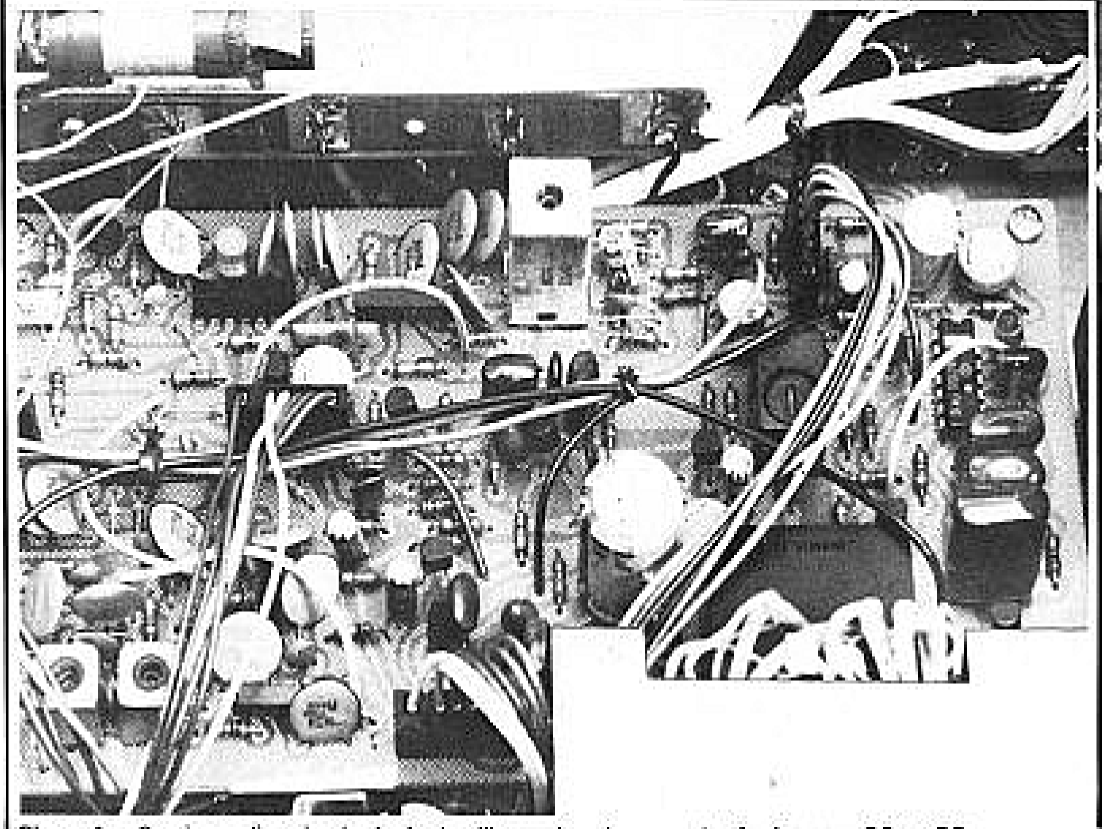


Photo 4. - Section radio : circuits intégrés, filtres céramiques, cadre ferrite pour PO et GO.

Un circuit de protection des enceintes contre la présence d'un courant continu est constitué par les transistors TR 807 et 808, ces deux transistors se chargent chacun de la détection d'une polarité. Le transistor commande les relais de sortie, ces relais sont également utilisés pour la sélection des enceintes, ils évitent d'avoir à ramener les fils de sortie en façade pour la commutation.

Dans le bas du schéma, nous avons les préamplificateurs pour les sorties arrière des casques.

Réalisation

Nous avons là manifestement une étude conjointe entre les allemands de BASF et les constructeurs. Cette collaboration apparaissait déjà au niveau du schéma.

Le constructeur utilise ici un châssis galvanisé, alors que l'on rencontre beaucoup plus souvent des circuits cadmiés. La technique des stations préréglées est, elle aussi, originaire d'Europe.

L'électronique est regroupée sur plusieurs circuits imprimés ; celle des circuits audio sont d'une surface importante. Les circuits sont soudés à la machine, la qualité du travail est irréprochable. On constate très peu de retouches et un bon nettoyage après soudure.

Les circuits sont réunis entre eux par câbles et connecteurs, cela permet de démonter les circuits HF pour atteindre les circuits audio installés au-dessous d'eux.

Le démontage du coffret demande quelques acrobaties à moins d'avoir la clé, nous en avons vu de plus simples.

En résumé, une qualité générale excellente.

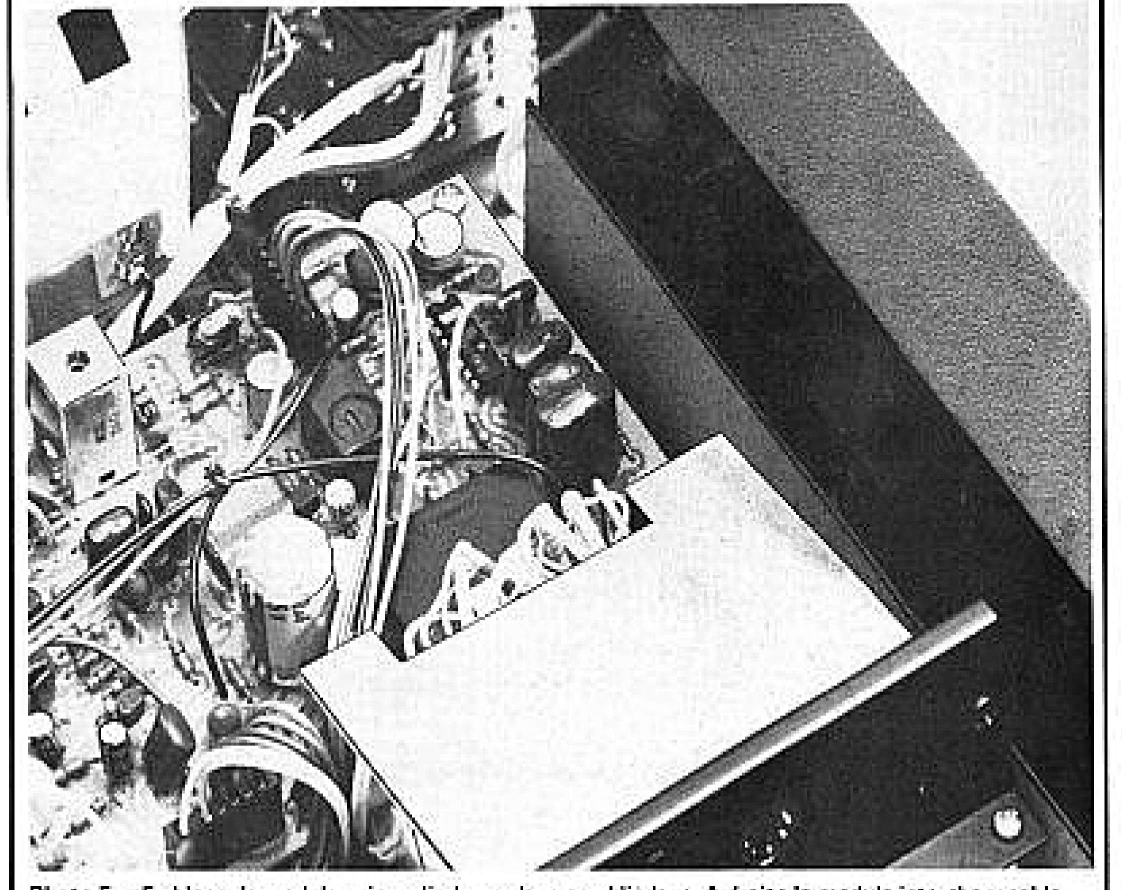
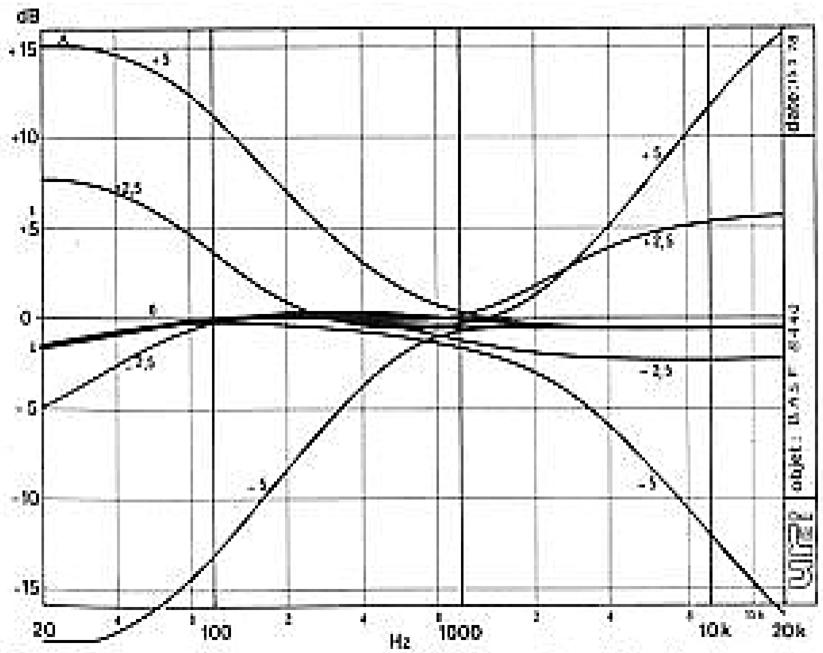
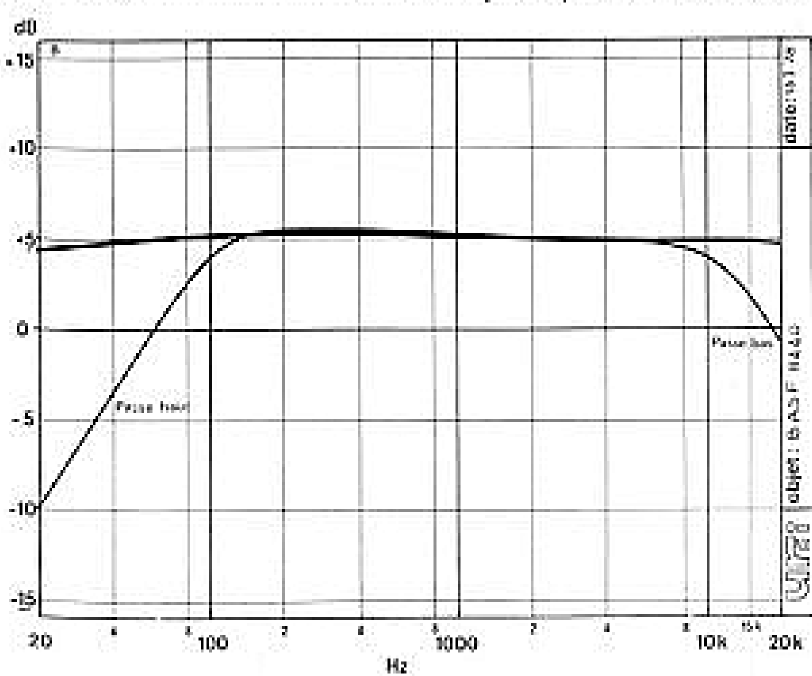


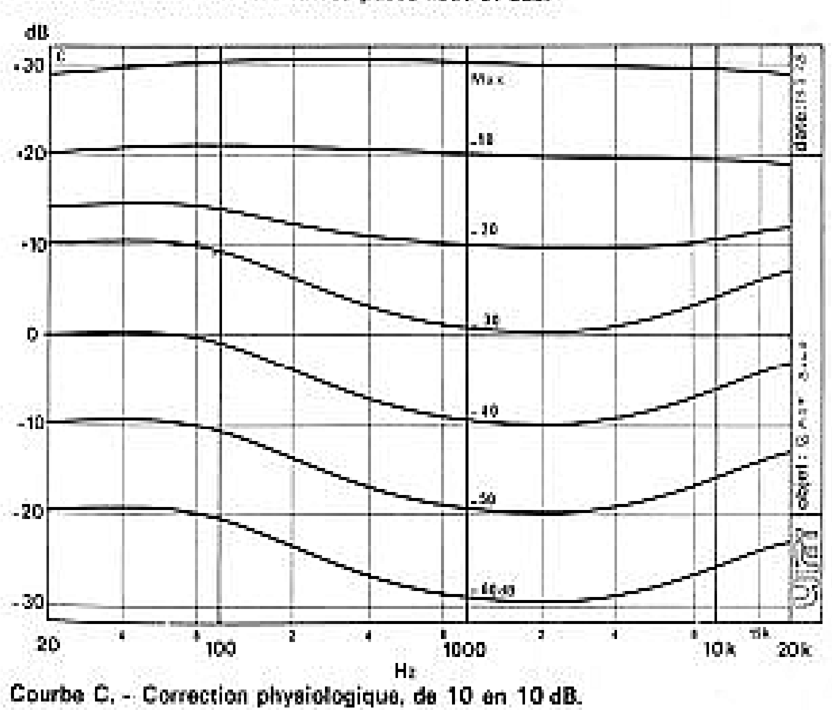
Photo 5. - En blanc, le module préampli-phono dans son blindage. A droite le module interchangeable.

Mesures

La puissance de sortie sur 8 Ω des deux canaux en service est de 34 W. Un seul canal attaqué, nous avons obtenu une puissance de 40,5 W. Sur 4 Ω, la puissance passe à 49 W les deux voies en service, 60,8 W avec un seul canal chargé.


Courbe A. - Action des correcteurs de timbre pour 5 positions des boutons.


Courbe B. - Efficacité des filtres passe-haut et bas.


Courbe C. - Correction physiologique, de 10 en 10 dB.

Le taux de distorsion mesuré à 1000 Hz est très bas, moins de 0,03 % sur 4 Ω, moins de 0,02 % sur 8 Ω. A 40 Hz, nous avons mesuré moins de 0,06 % sur 4 ou 8 Ω. A 10 000 Hz, le taux de distorsion remonte pour atteindre 0,07 % à pleine puissance sur 4 et 8 Ω, à mi-puissance, nous trouvons moins de 0,04 %.

Le taux d'intermodulation est extrêmement bas, moins de 0,06 % sur 8 Ω à pleine puissance, 0,03 % à mini-puissance, 0,3 % sur 4 Ω et pleine puissance, moins de 0,02 % à mini-puissance.

La sensibilité de l'entrée phono est de 1,9 mV, la tension d'entrée maximale applicable à cette entrée est de 42 mV, la dynamique est relativement faible compte tenu de la classe de l'appareil. Le rapport signal sur bruit pour une sensibilité ramenée à 5 mV est de 76 dB, sans DNL (le module) ; c'est une excellente performance. La sensibilité de l'entrée auxiliaire (magnétophone) est de 180 mV, la tension de saturation supérieure à 3 V et le rapport signal sur bruit de 88 dB.

Côté tuner, nous avons mesuré une sensibilité de 0,9 µV sur l'entrée 75 Ω pour un rapport signal sur bruit de 26 dB et une excursion de 40 kHz. Nous retrouvons le chiffre donné par le constructeur, un hasard, cela arrive parfois...

Le rapport signal sur bruit en mono est de 63 dB sans pondération, de 75 dB avec pondération DIN, 78 avec la pondération américaine A.

Deux très bonnes performances.

Courbes de réponse

Commençons par la section audio. Le correcteur de timbre a son efficacité représentée sur la première courbe (A). Si les courbes maximales sont correctes, on notera que l'atténuation est beaucoup moins rapide que l'accentuation. Il faut aller très loin pour que l'efficacité se fasse sentir. Par contre, pour la remontée, plus fréquemment utilisée que l'atténuation, nous avons une

meilleure progression. Grande efficacité totale, bien si les enceintes sont un peu ternes, mais attention aux abus.

La courbe B est celle des filtres passe-haut et bas. On notera que lorsque les filtres ne sont pas en service, nous avons une réponse pas tout à fait linéaire. Les potentiomètres de grave et d'aigu ne sont sans doute pas tout à fait au zéro. Très faible écart de linéarité en fait, rendu visible au tracé, cette méthode d'investigation rendant les défauts très apparents, même s'ils sont faibles. La courbe C donne l'efficacité du correcteur physiologique, un réseau de courbes traditionnel.

En D nous avons dilaté la courbe de réponse de l'entrée magnéto I, le relevé donne, pour les deux canaux un trait confondu, cela prouverait une bonne symétrie des potentiomètres jumeaux chargés du volume. Ici, l'écart de linéarité est accentué par le changement d'échelle.

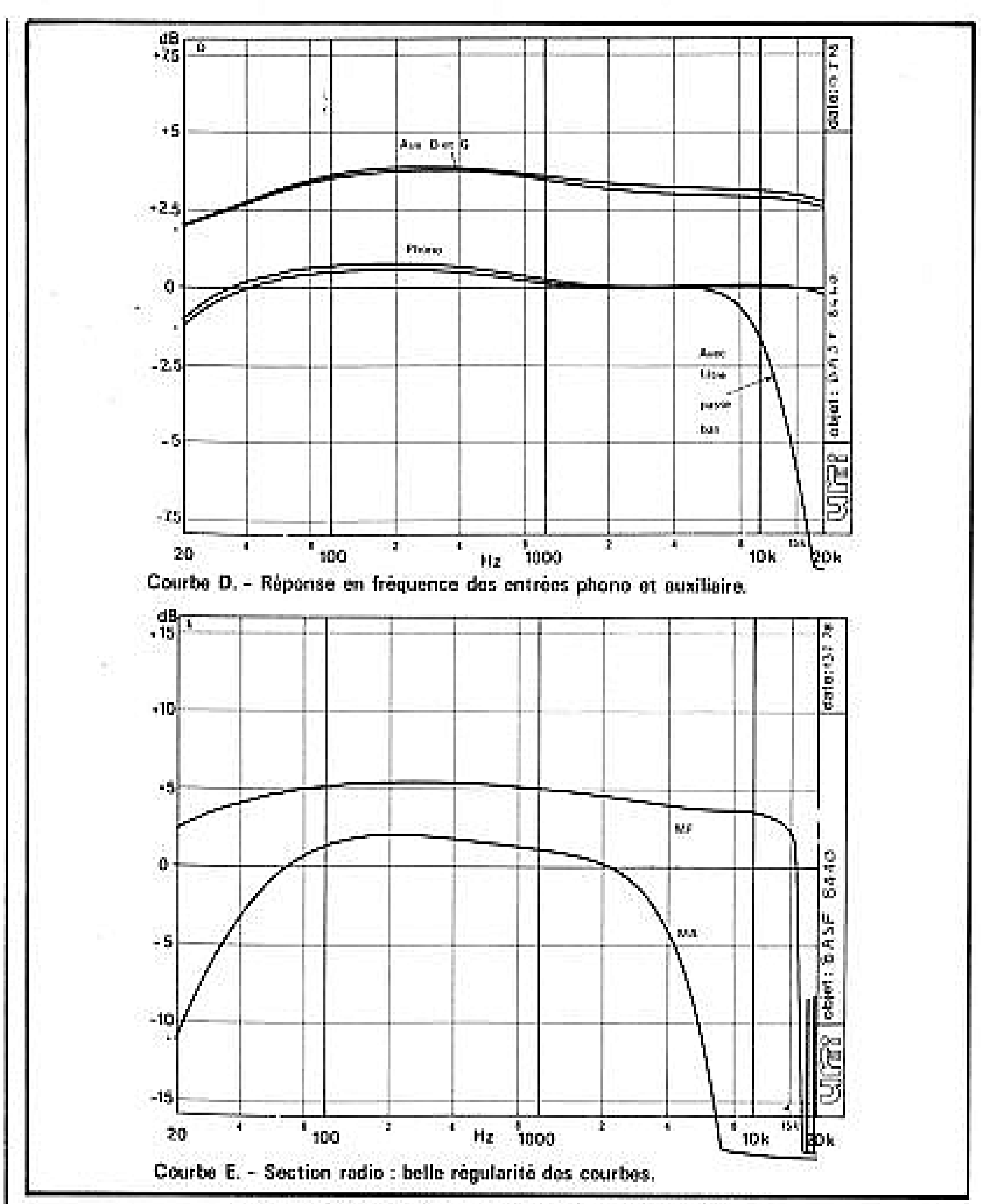
Au-dessous, nous avons la réponse en fréquence d'une entrée RIAA. Faible écart, on retrouve en partie la forme de courbe de l'entrée auxiliaire. L'une des courbes a été tracée avec le filtre passe-bas en service (atténuation important dans l'aigu).

La courbe E donne la réponse de la section radio. Très bonne courbe pour la modulation de fréquence, belle régularité pour la MA.

Conclusion

Très bon appareil dans l'ensemble. Intéressant pour ceux qui apprécient les petites diodes rouges ou plus généralement ceux qui aiment le rouge et le noir. D'excellentes performances, homogènes dans l'ensemble. Pas de défaut marquant, un ampli-tuner digne de la réputation et du sérieux d'un fabricant beaucoup plus connu pour ses bandes magnétiques...

Etienne LEMERY



Courbe D. - Réponse en fréquence des entrées phono et auxiliaire.

Courbe E. - Section radio : belle régularité des courbes.

CARACTERISTIQUES DU CONSTRUCTEUR

Partie FM :

Gammes de fréquences : 87,5 – 108 MHz.
Antenne-entrées : 240 – 300/60-75 Ω.
Sensibilité (mono) : 0,9 μV (pour 26 dB/SN Δ f 40 kHz).
Sensibilité (stéréo) : 30 μV (pour 46 dB/SN Δ f 40 kHz).
Bande passante : ⩽ 15 Hz – 15 kHz.
Distorsion (stéréo) : ⩽ 0,3 %.
Limiteur : 0,6 μV (– 3 dB). 5 μV. – 10 μV. – 25 μV. – 50 μV.
Rapport de capture : 1,2 dB.
Rapport signal/bruit : ⩾ 60 dB (1 mV Δ f 40 kHz) (Avec module DNL amélioration de 2 dB).
AFC : ± 250 kHz.
Rejection AM : ⩾ 50 dB.

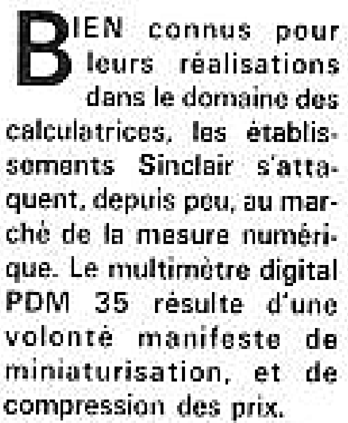
Partie AM

Gammes : SW (OC) : 5,8 – 16,0 MHz. NW (PO) : 520 – 1 620 kHz. LW (GO) : 145 – 350 kHz.

Partie amplificateur

Puissance nominale : 2 x 40 watt (à 4 Ω).
Puissance musicale : 2 x 55 W (à 4 Ω).
Bande passante : 10 Hz – 60 kHz.
Réponse en fréquence : 10 Hz – 40 kHz (– 3 dB).
Distorsion à la puissance nominale : 0,1 %.
Rapport signal/bruit : phono ⩾ 60 dB.
(pour 50 mW par canal) : Tape 1/2 ⩾ 60 dB.
Facteur d'amortissement : ⩾ 40.
Séparation stéréo : ⩾ 48 dB (à 1 kHz).
Facteur d'intermodulation : 0,4 %.
(40 W, 150 Hz/7 kHz).
Entrées :
(sensibilité et impédances)
Main in : 850 mV.
Active : 0 – 1 V/10 kΩ.
Phono (magnétique) : 1,5 mV/47 kΩ.
Tape 1 (cellule piezo) : 160 mV/470 kΩ.
Tape 2 : 350 mV/470 kΩ.
Régulateur aiguës : ± 10 dB (à 10 kHz).
Régulateur basses : ± 10 dB (à 100 Hz).
Secteur : 220 – 240 V/50 Hz.
Consommation : 35 – 200 W.
Dimensions : 580 x 130 x 300.
Poids : 14 kg (net).

LE MULTIMETRE SINCLAIR PDM 35



BIEN connus pour leurs réalisations dans le domaine des calculatrices, les établissements Sinclair s'attaquent, depuis peu, au marché de la mesure numérique. Le multimètre digital PDM 35 résulte d'une volonté manifeste de miniaturisation, et de compression des prix.

En choisissant délibérément des performances qui restent modestes par rapport aux possibilités des techniques digitales, mais qui dépassent évidemment celles d'un contrôleur à galvanomètre, Sinclair entend manifestement concurrencer cette dernière catégorie d'appareils, comme le prouve le prix remarquablement peu élevé du PDM 35.

Un choix : la mesure par simple rampe

Dans la mesure digitale d'une tension continue (toutes les autres fonctions d'un multimètre se ramènent finalement à celle-là), l'opération principale est celle de la conversion d'une grandeur analogique, la tension inconnue, en une information numérique.

Les méthodes d'intégration, utilisées à cette fin, reposent soit sur la technique de la double rampe, soit sur celle de la simple rampe. Dans un autre banc d'essai, nous avons rappelé le principe de la première méthode. Ici, nous exposerons celui de la deuxième, retenue par Sinclair pour le PDM 35.

La tension inconnue V_x (fig. 1), est appliquée à l'une des entrées à haute impédance d'un comparateur. A l'instant t_0, début de la phase de mesure (fig. 2), un générateur de rampe délivre, sur l'autre entrée du comparateur, une tension linéairement croissante avec le temps, et qui part de zéro. La pente de la rampe étant une constante de l'appareil, le temps $t_1 - t_0$ nécessaire pour que la tension de rampe V_R égale la tension mesurée V_x, est évidemment proportionnel à V_x.

Dès le départ de la rampe, donc à la date t_0, une horloge de comptage est mise en service. Elle délivre, pendant tout l'intervalle $t_0 - t_1$, des impulsions de fréquence connue. A l'instant t_1, le basculement de la sortie du comparateur, constaté par un circuit de détection, informe de l'égalité des tensions V_R et V_x, et arrête l'horloge. Le compteur, qui pilote le dispositif d'affichage, a alors enregistré un nombre d'impulsions proportionnel à la durée de l'intervalle $t_1 - t_0$, donc à V_x.

Plus simple que la méthode de la double rampe, celle de la rampe unique n'offre pas les mêmes possibilités. En particulier, elle ne permet pas la compensation automatique des tensions d'offset, et le voltmètre sera nécessairement muni d'un réglage manuel de compensation du zéro.

La figure 3 montre, synoptiquement, comment le processus de mesure que nous venons d'exposer, est exploité dans le multimètre Sinclair PDM 35. A l'entrée, qui reçoit la tension inconnue V_x, d'éventuelles composantes alternatives, sont filtrées par un réseau passe-bas de deux résistances et de deux capacités. Le comparateur, construit autour de l'amplificateur A_4, inclut le potentiomètre RV_3 de compensation du zéro.

Pendant la phase T_1 (fig. 4),

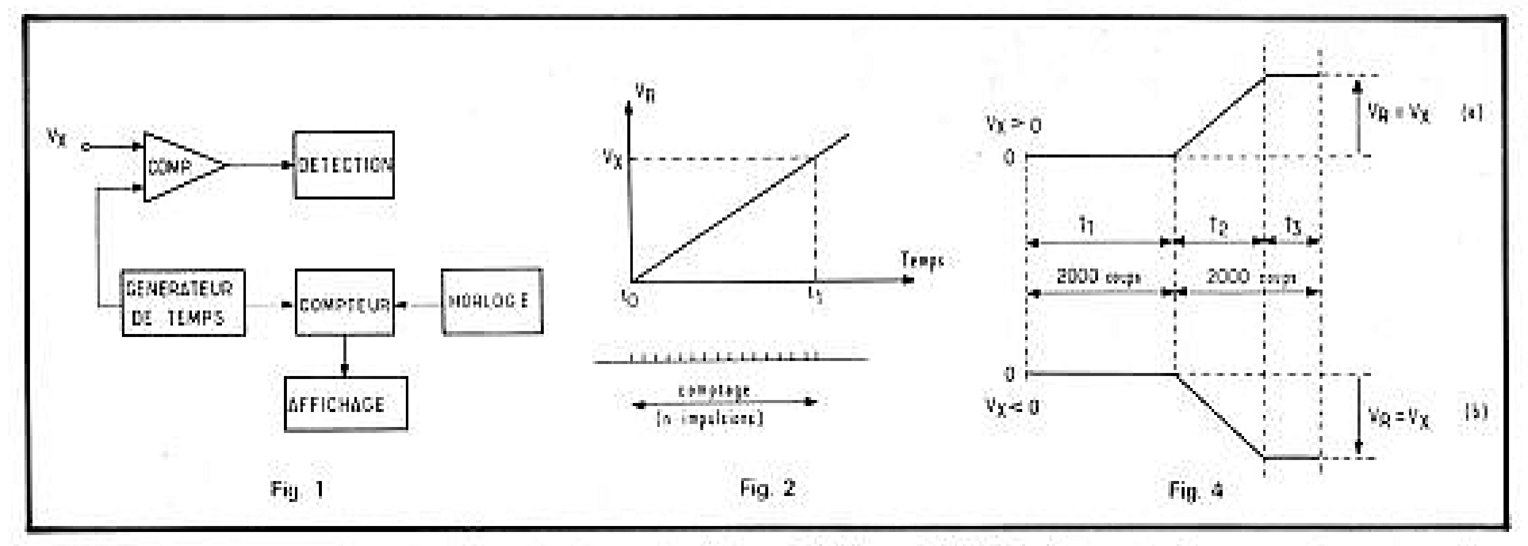


Fig. 1 Fig. 2 Fig. 4

le circuit logique contenant la section de programmation des séquences (IC_3 sur la fig. 3), reçoit de la sortie du comparateur, une tension qui lui permet de discerner le signe de V_x. La sortie S_3 de ce même circuit logique bloque alors, par l'intermédiaire de l'amplificateur A_3, l'autre amplificateur A_2 monté en intégrateur, maintenant ainsi sa tension de sortie au potentiel de la masse. Pendant ce temps, les sorties S_1 et S_2 sélectionnent l'une des tensions de référence, + ve ou – ve, dont dépendra le sens de variation de la tension de rampe V_R.

La phase R_2 est celle de la mesure, et correspond donc à l'intervalle $t_0 - t_1$ de la figure 2. Son début coïncide avec le départ de la rampe, élaborée dans l'intégrateur A_2 qui met en jeu le condensateur C_7, et l'une des résistances R_A ou R_B. Le circuit IC_3 compte alors les impulsions d'horloge, jusqu'à égalité des tensions V_R et V_x. Alors, l'interrupteur S_1 ou S_2 qui s'était fermé, s'ouvre à nouveau, interrompant l'intégration, donc la croissance de la rampe : la tension V_R demeure constante pendant la phase T_3.

Les courbes (a) et (b) de la figure 4, illustrent les cas respectifs d'une tension V_x positive, ou négative. La phase T_1 a une durée constante de 2000 impulsions d'horloge ; la durée de T_2 est évidemment proportionnelle à V_x, et la somme $T_2 + T_3$ dure aussi pendant 2000 impulsions. Si T_2 venait à excéder 1999 impulsions, un signal de dépassement de gamme, sous la forme d'un petit trait clignotant à gauche du premier digit de l'afficheur, en informerait l'utilisateur.

Les caractéristiques du PDM 35

Nous en résumons ci-dessous l'essentiel, selon les données du constructeur.

Mesure des tensions continues :

5 gammes (2 V, 20 V, 200 V et 1000 V à pleine échelle).

Précision : ± 1 % de la lecture ± 1 digit.

Impédance d'entrée : 10 MΩ sur toutes les gammes.

Protection : 1000 V, sauf sur la gamme 2 V (240 V).

Mesure des tensions alternatives :

1 seule gamme : 1000 V, mais utilisable jusqu'à 500 V seulement.

Précision : ± 1 % de la lecture ± 2 digits.

Gamme de fréquences : 40 Hz à 5 kHz.

Protection : 500 V efficaces.

Mesure des intensités continues :

6 gammes (200 nA, 2 µA, 20 µA, 200 µA, 2 mA et 200 mA à pleine échelle).

Précision : ± 1 % de la lecture ± 1 digit (sur la gamme 200 nA : ± 1 % de la lecture ± 1 nA).

Mesure des résistances :

5 gammes (2 kΩ, 20 kΩ, 200 kΩ, 2 MΩ et 20 MΩ à pleine échelle).

Précision : ± 1,5 % de la lecture ± 1 digit (± 2,5 % sur la gamme 20 MΩ).

Courant de mesure : varie avec les gammes, et donne toujours une chute de tension de 1 volt à pleine échelle.

Alimentation :

Soit sur pile 9 volts miniature, soit sur adaptateur secteur.

Consommation sur pile : 35 mA.

Caractéristiques mécaniques :

Dimensions : 157 × 76 × 32 mm.

Masse : 150 g, sans la pile.

Présentation du PDM 35

Le multimètre Sinclair PDM 35 est très agréablement présenté dans un petit coffret de plastique blanc, à fond noir (voir photographie de tête).

Les chiffres (ou les signes) rouges de l'afficheur, apparaissent au travers d'une fenêtre munie d'un filtre violet, et derrière une pièce de plastique formant loupe. Malgré leur petite taille, il sont extrêmement visibles jusqu'à deux mètres (l'auteur ne jouit que d'une vue médiocre...).

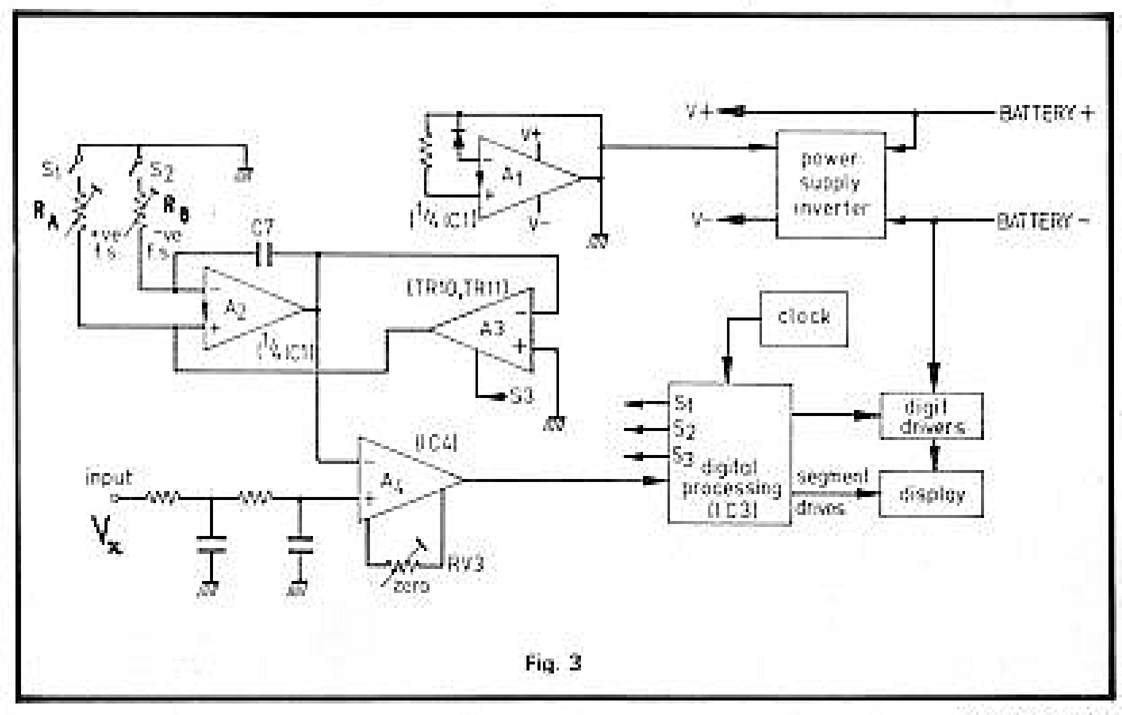


Fig. 3

La façade regroupe toutes les commandes, à l'exception de l'interrupteur de mise sous tension, placé en bout du boîtier, à côté de la prise pour l'alimentation secteur. On trouve donc sur la façade, détaillée par la photographie de la figure 5 :

– un trou (1), permettant d'accéder au potentiomètre de réglage du zéro,

– un inverseur de choix des fonctions (2), à deux positions : l'une pour les mesures d'intensités et de tensions, l'autre pour les mesures de résistances,

– le commutateur de gammes (3), à course linéaire, avec un encliquetage léger, mais précis. Le bouton de commande se déplace en face des échelles. On notera, à ce propos, que le point de l'afficheur reste toujours situé à gauche du premier digit : il appartient donc à l'utilisateur de corriger sa lecture par le facteur multiplicatif (1, 10, 100 ou 1000), d'ailleurs clairement indiqué sur chaque échelle,

– les quatre bornes d'entrée (4), correspondant au potentiel de masse ou à la référence (commun), et aux diverses fonctions.

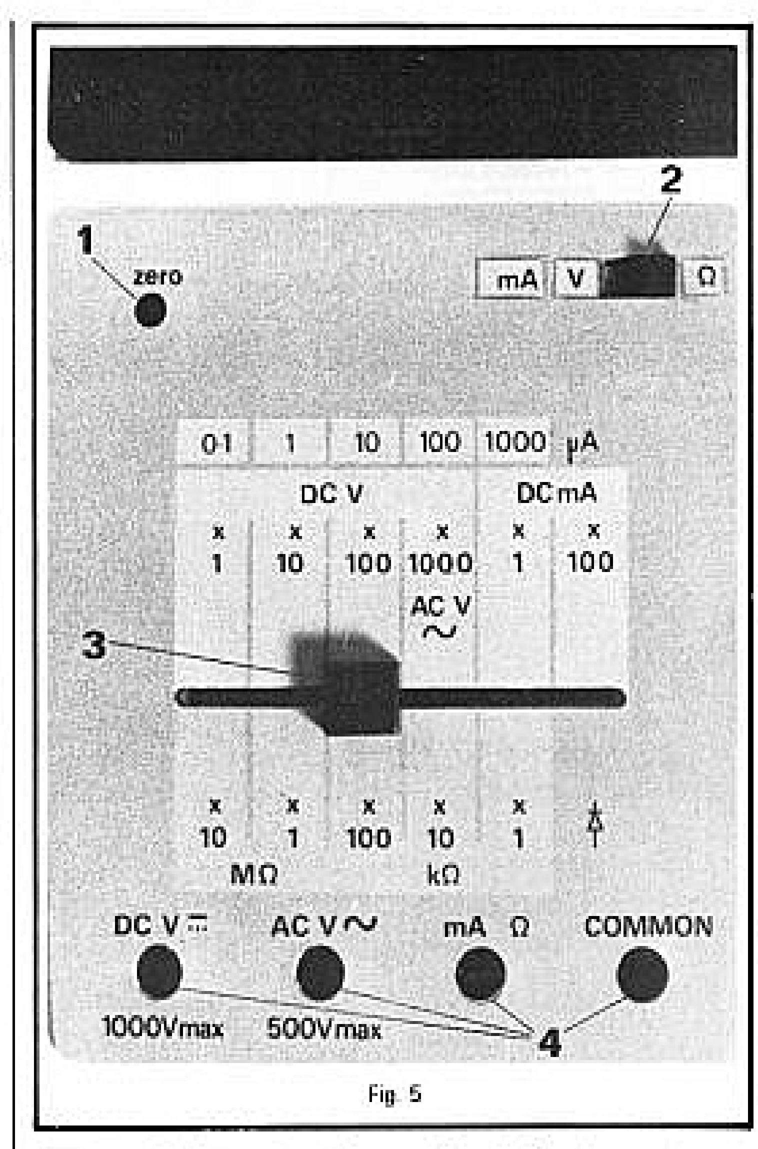


Fig. 5

Le schéma du PDM 35

Nous avons examiné synoptiquement, à la figure 3, la section de l'appareil effectuant la conversion analogique/digitale, et assurant l'affichage des résultats. Elle n'est précédée, pour les mesures de tensions continues, que d'un très classique diviseur à résistances, donnant les différentes gammes.

La figure 6 montre comment sont converties en tensions continues, les intensités (continues seulement) et les résistances. En fonction ohmmètre, l'amplificateur opérationnel A_5 délivre, vers la borne « Ω », un courant dont l'intensité a pour valeur :

$$I = \frac{1\ V}{R_{ref}}$$

en appelant R_{ref}, la valeur totale des résistances sélectionnées par le commutateur de gammes K_1. La résistance inconnue R_x étant branchée entre le point de masse et la borne Ω, est traversée par ce courant. On trouve donc, à ses bornes, une chute de tension :

$$V = I \cdot R_x$$

qui est appliquée à l'entrée du convertisseur analogique/digital.

Dans la fonction ampèremètre, sélectionnée par le commutateur K_2, une ou plusieurs des résistances RP1, ou la résistance R_{30}, sont connectées en parallèle sur l'entrée, et on mesure la chute de tension à leurs bornes.

Compte tenu de la seule gamme adoptée pour la mesure des tensions alternatives, et qui correspond à 500 volts à pleine échelle, un redresseur sans seuil ne se révélait d'aucune utilité. Le circuit utilisé fait alors appel à une simple diode (D_9 sur le schéma général de la fig. 7), et au condensateur de filtrage C_{11}.

Après l'analyse qui précède, on interprétera facilement le schéma complet de la figure 8. Le générateur d'horloge est un simple multivibrateur mettant en jeu les transistors TR_1 et TR_2, et qui oscille à 10 kHz. Il en résulte que le cycle total de chaque mesure, regroupant les phases T_1, T_2 et T_3 de la figure 4, soit 4000 impulsions, dure 400 ms.

Les afficheurs sont pilotés par les transistors TR_4 à TR_7, à l'exception du point, dont la consommation est très faible. Le signe « – », n'est autre que la barre centrale « g » du digit de gauche, puisque trois digits seulement sont utilisés pour l'affichage numérique. La barre supérieure « a » de ce même afficheur, sert, par ses clignotements, à signaler les dépassements de gammes.

Dans les circuits du comparateur, les transistors TR_{10} et TR_{11} imposent le potentiel zéro à la sortie de l'intégrateur, lorsque S_3 du circuit logique (borne 4 de IC_3) se trouve au niveau haut.

Enfin, le fonctionnement des circuits nécessitant une alimentation symétrique, alors que la pile ne délivre que sa tension positive, un oscillateur, construit autour du transistor TR_3 et du bobinage L_1, est suivi d'un redresseur fournissant les potentiels négatifs.

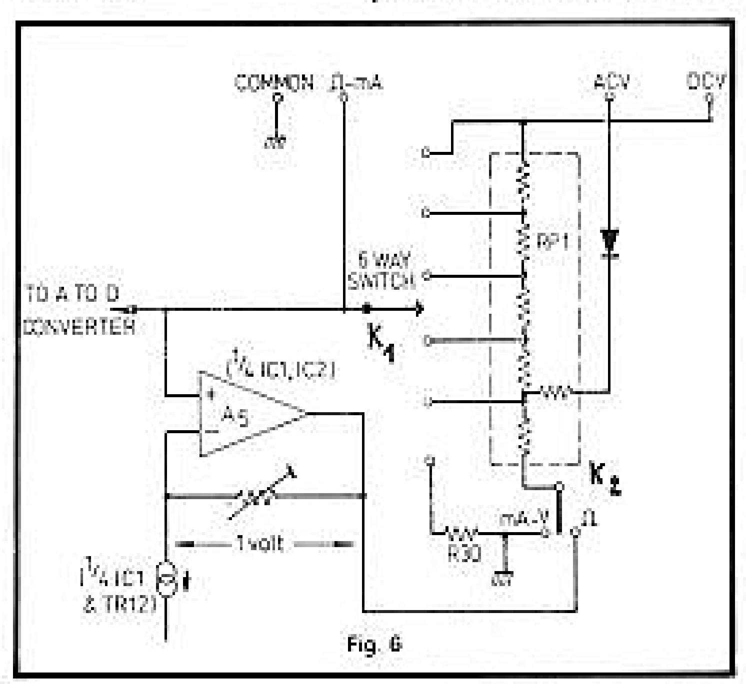
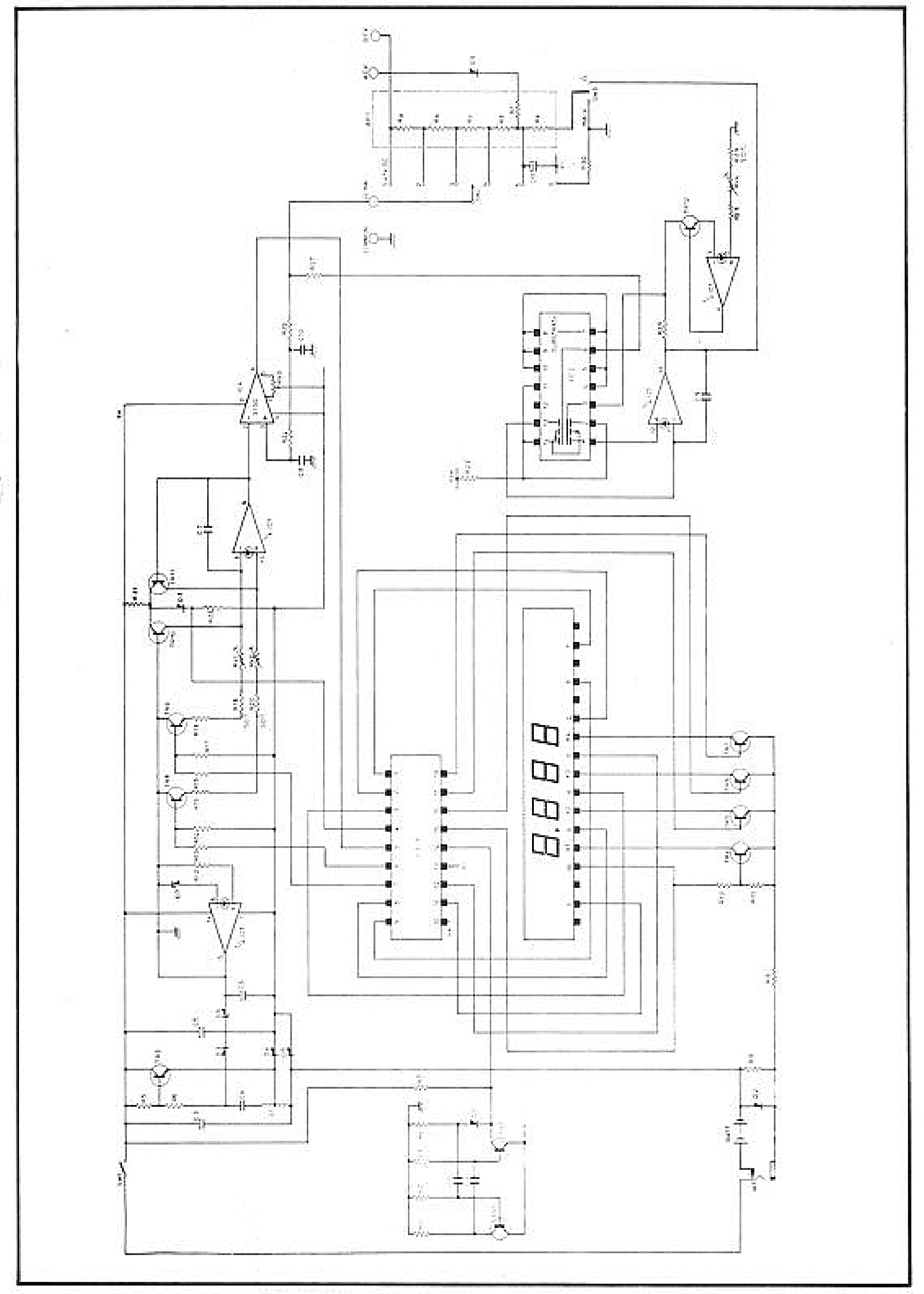


Fig. 6

A l'intérieur du boîtier

L'ouverture du coffret, dont la base est verrouillée par un clip de plastique accessible dès qu'on a retiré la pile, montre le dos du circuit imprimé (fig. 8). Pour accéder aux composants, il faut dégager ce circuit, en dessoudant les quatre fils de raccordement aux bornes de sortie. Là encore, trois clips de plastique, faciles à dégager, maintiennent le circuit en place.



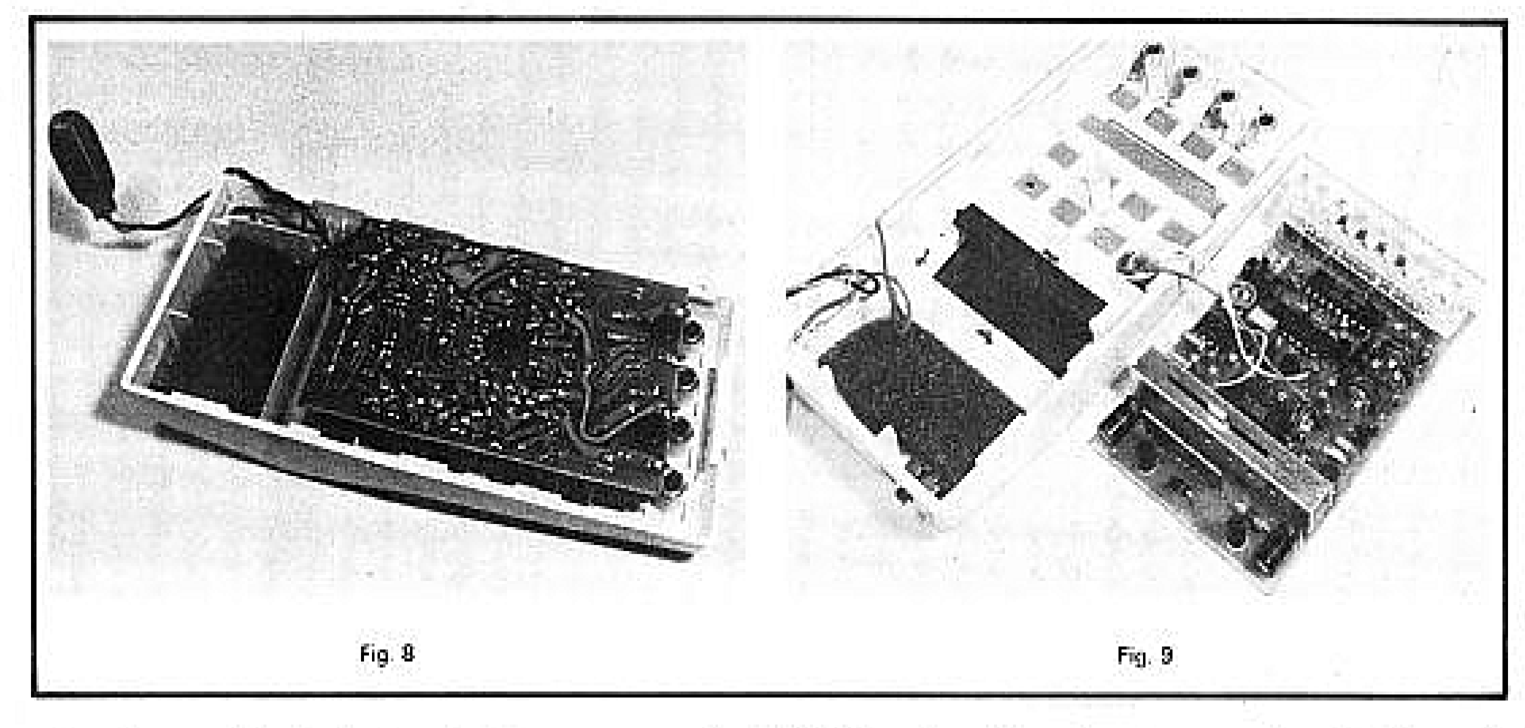


Fig. 8

Fig. 9

La photographie de la figure 9, montre la disposition des composants, et la barette de loupes moulées, derrière laquelle sont placés les afficheurs.

Nos impressions d'utilisation

D'emblée, le multimètre PDM 35 frappe agréablement par ses faibles dimensions, qui s'apparentent à celles d'une calculatrice moyenne, et par sa légèreté. On le range sans difficulté dans une poche intérieure de veste.

L'usage confirme cet agrément d'utilisation, que renforce l'adoption astucieuse de cordons grippe-fils, très commodes pour le branchement sur des circuits un peu encombrés.

Compte tenu de la vocation de cet appareil, destiné à remplacer, en maintenance et pour les contrôles courants, le traditionnel contrôleur universel, le choix des fonctions, et l'échelonnement des gammes de mesures, nous ont paru bien adaptés aux besoins. Peut-être aurions nous simplement souhaité une échelle plus sensible, pour les tensions alternatives (par exemple 100 volts à pleine échelle). Même avec la perte de précision résultant du redressement par diode (qui introduit une erreur due au seuil de conduction), cette échelle aurait mieux convenu pour les contrôles sur les transformateurs utilisés dans les montages transistorisés, et qui délivrent des tensions couramment comprises entre 6 et 50 volts efficaces.

L'une des inquiétudes que nous pouvions ressentir, à cause de l'intégration par simple rampe, tenait à une éventuelle instabilité du zéro. Afin d'en avoir le cœur net, nous avons donc quelque peu torturé l'instrument qui nous était confié. Après un réglage soigné du zéro à la température ambiante (21 °C), nous avons enfermé successivement le Sinclair PDM 35 dans le freezer de notre réfrigérateur (– 5 °C pendant 1 heure), et dans une boîte en carton contenant une ampoule de 100 watts (40 °C, pendant une heure). A l'issue de ces deux épreuves, l'affichage hésitait entre 0 et 1 (entrée en court-circuit, sur la gamme 1 volt), ce qui trahit une dérive inférieure à 1 digit : on peut donc considérer la stabilité comme très bonne, et le zéro ne sera vraisemblablement retouché que très rarement.

Avec une consommation de 35 mA, l'alimentation sur une pile de 9 volts, ne laisse guère présager qu'une autonomie d'une dizaine d'heures. Il conviendra donc, si on n'utilise pas l'alimentation secteur, de ne pas laisser inutilement le multimètre sous tension. Une procédure d'autocontrôle de la pile, clairement expliquée dans la notice, est d'ailleurs prévue.

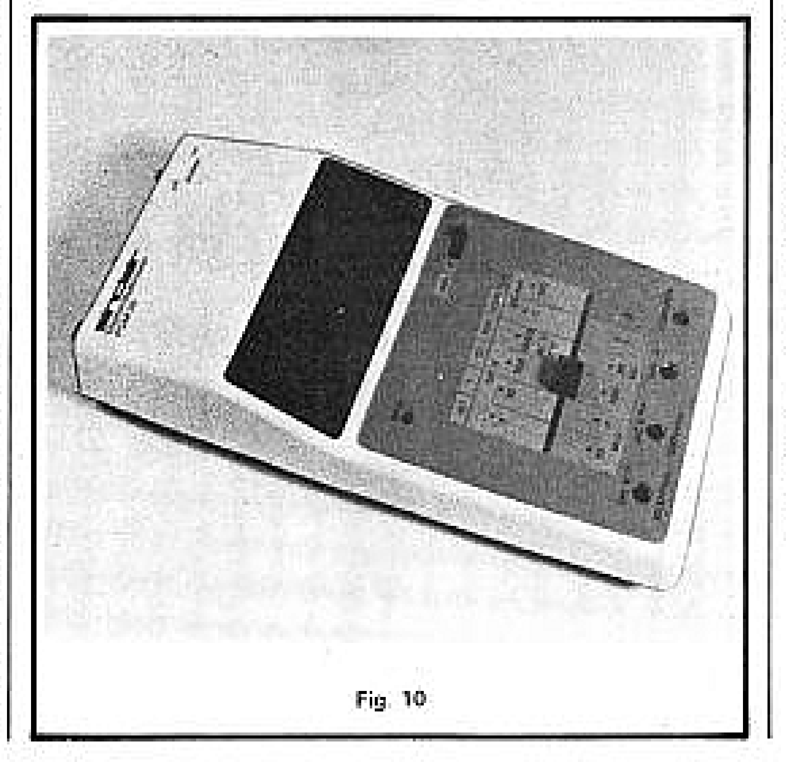


Fig. 10

Conclusion

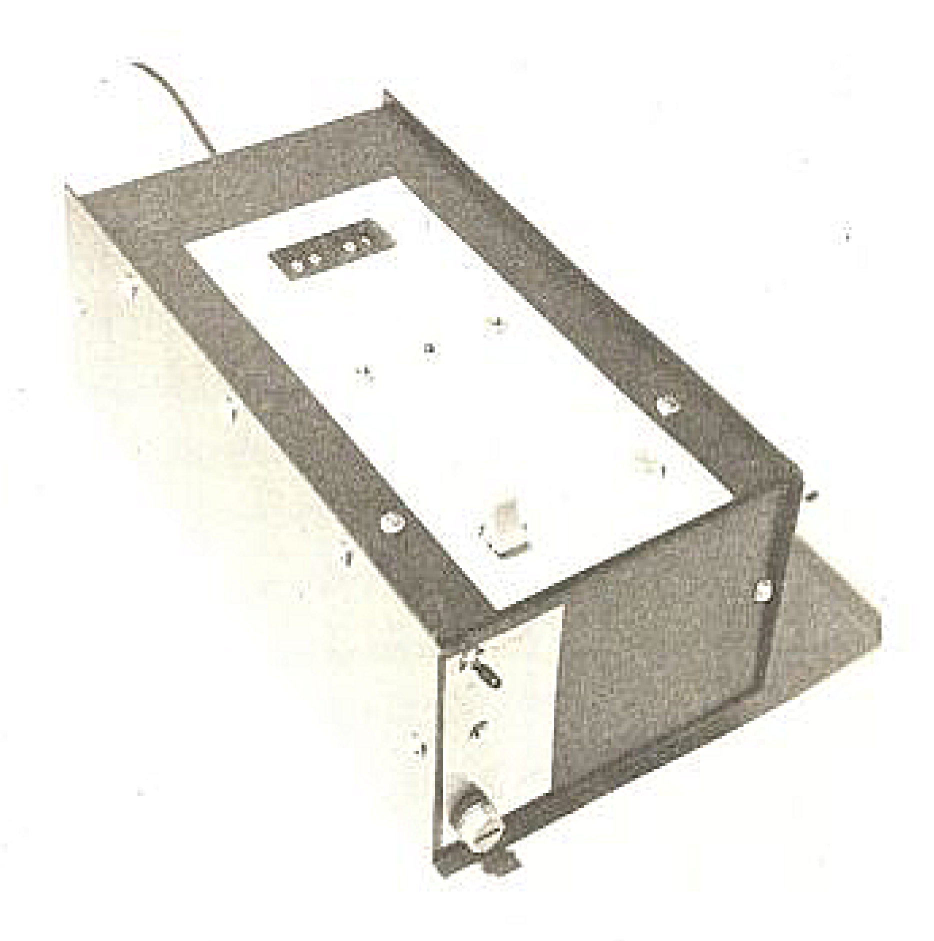
Le Sinclair PDM 35 ne prétend pas viser une place dans les laboratoires de métrologie : son constructeur l'a conçu comme un appareil de service, visant à la fois le faible encombrement, et un prix concurrentiel, vis-à-vis des classiques contrôleurs à aiguille.

Il est clair que ce double objectif a été bien atteint, et doit pouvoir satisfaire les utilisateurs pour qui une précision de 1 à 2 % de la lecture, est largement suffisante : rappelons que les contrôleurs universels sont loin de cette performance, et qu'ils n'offrent ni les mêmes sensibilités (par exemple 200 nA à pleine échelle !), ni la même impédance d'entrée (10 MΩ pour les tensions continues).

En bref, il s'agit d'une indiscutable réussite, grâce à laquelle les mesures digitales devraient pénétrer largement le domaine de l'amateur, ou du dépanneur.

R.R.

Un compte pose électronique à mémoire



(Suite voir N° 1629)

Réalisation

NOUS avons recherché un appareil fiable, aussi compact que possible mais facile à construire et à mettre au point, quoique avec un peu de chance il devrait fonctionner de suite.

La majorité des composants sont logés sur trois cartes imprimées. Leur répartition s'est effectuée en tenant compte des impératifs suivants :

– Sécurité : pas de Secteur sur les cartes logiques.
– Groupement des fonctions.
– Facilité d'assemblage et de dépannage éventuel

La logique et le générateur d'impulsions de triac sont câblés sur deux cartes empilées (photo 2). Les condensateurs de 0,1 µF présents à proximité de chaque circuit intégré ont pour rôle de prévenir la naissance d'oscillations parasites et leur transmission vers les compteurs et bascules. Il est possible que dans certaines conditions l'on pourrait les supprimer en tout ou partie, mais nous n'avons pas voulu courrir ce risque et encore moins le faire courrir aux lecteurs.

Nous avons été amenés à utiliser du câblage imprimé double face. Ceci ne doit aucunement rebuter les réalisateurs potentiels. Il suffit d'apporter soin et précision dans le travail. Pour ceux qui n'en n'ont jamais exécuté, nous nous permettons de donner ci-après quelques renseignements sur la façon de procéder.

Il faut évidemment être déjà capable de réaliser correctement la fabrication d'un câblage imprimé simple face. Ceci étant, commencer par perfectionner le typon côté cuivre. Mettez en place tous les symboles prépositionnés pour les circuits intégrés, les pastilles de traversées qu'il y ait ou non un composant à cet endroit, les limites de carte, les trous de fixation et le numéro de la plaque en général. Pour la carte 1 positionner de suite les fentes pour les roues codeuses. Tirez un film orange positif de ce typon partiel. Terminez le typon côté cuivre.

Pour confectionner le typon côté composants, servez vous du film orange précédent. Les symboles des deux typons ne pourront que se superposer rigoureusement, et vous aurez en outre gagné un temps fort appréciable.

Reste le problème de l'insolation. Si vous travaillez avec des plaques négatives film sec (moins chères, plus rapides et plus fiables), il faut tirer deux films négatifs.

Négatifs ou positifs, les deux films devront avoir un de leur côté plus grand que celui de la plaque, d'environ 2 centimètres.

Superposez ces deux films, si possible sur une table lumineuse et en y insérant un morceau de feuille de plexiglass de 1,6 ou 1,5 mm d'épaisseur, mais sans la faire déborder de

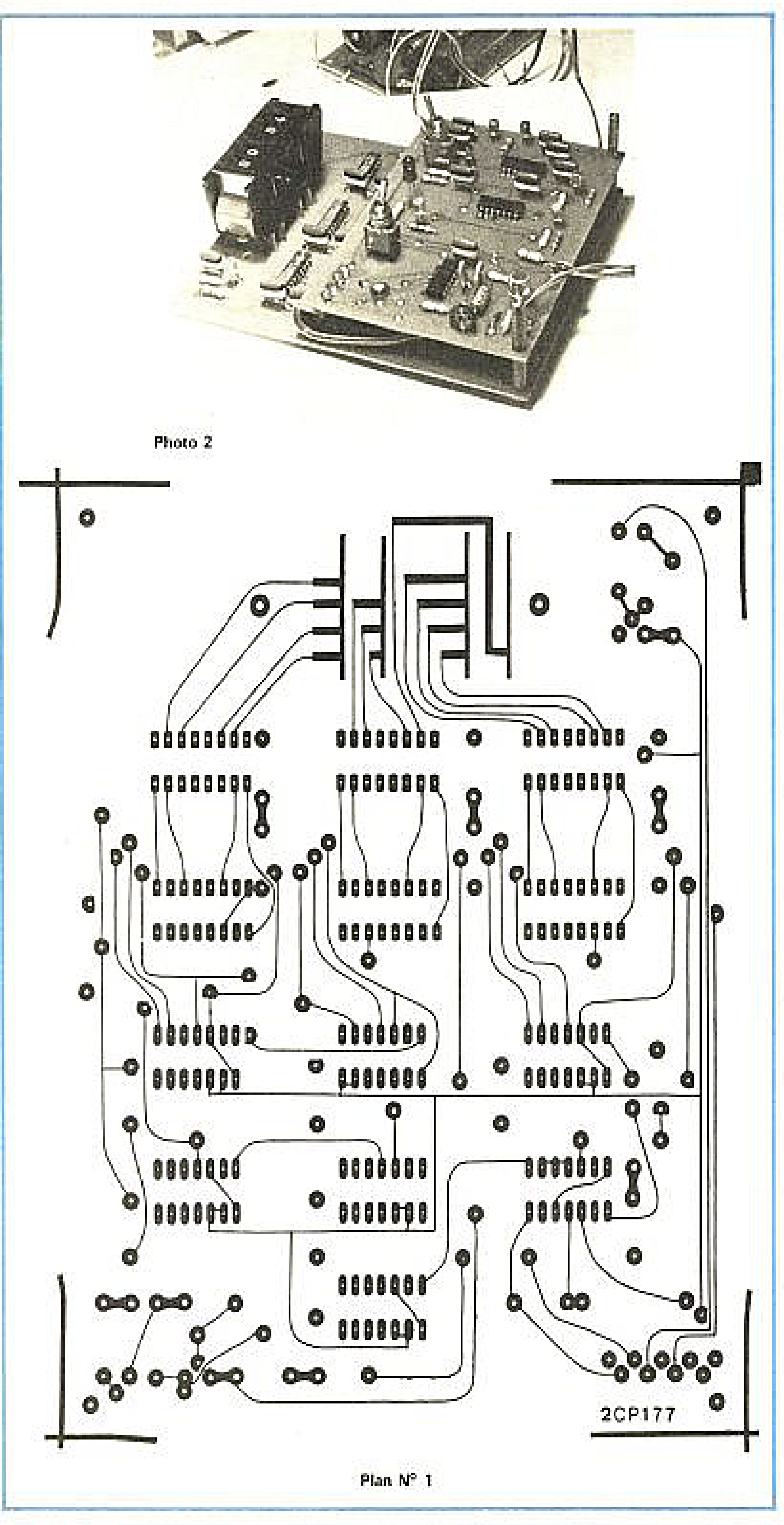


Photo 2

Plan N° 1

plus de 5 mm des limites extérieures de la carte du côté où les films sont allongés. (fig. 16 et photo 3). De ce côté libre, introduisez une cale constituée par une chute de câblage imprimé par exemple, et fixez-y de chaque côté les films au moyen d'un ruban adhésif. Vérifiez que les deux films sont bien superposés.

Remplacez le morceau de plexiglass par la plaque présensibilisée double face. Si vous possédez une machine à insoler double face, pas de problème. Sinon il vous faudra insoler une face à la fois. Il sera nécessaire d'immobiliser la plaque dans les films avec du ruban adhésif.

Le développement et la gravure ne posent aucun problème particulier. De même pour le perçage. Assurez vous visuellement de la continuité électrique des rubans, au besoin si vous avez un doute sonnez à l'hommètre. Rien n'est plus ennuyeux que de dessouder un circuit intégré sur un câblage double face pour aller réparer une coupure de ruban passant sous un boîtier !

Les liaisons entre les deux faces, là où elles ne s'effectuent pas par une connexion de composants peuvent être réalisées soit au moyen d'œillets rivés et soudés et bien soudés (1) soit un moyen d'un conducteur nu traversant. Il faut d'ailleurs commencer par cette opération. Dans un montage comme celui-là, il est fortement conseillé de n'utiliser que des composants actifs neufs ou préalablement testés. Les essais en seront facilités, et l'aspect final du câblage imprimé nettement amélioré.

Les roues codeuses seront montées en dernier. Il est impératif d'effectuer toutes les soudures prévues côté composants pour bien immobiliser le bloc. Sinon une pression sur ce dernier entraînerait le décollement des rubans côté cuivre.

Les plans 1-2-3-4 donnent les typons échelle 1, des plaques 1 et 2, les plans 5 et 6 et les photos 4 et 5 l'implantation des composants. Attention à bien monter d'aplomb les inverseurs K7 et K8 pour éviter toute contrainte mécanique

sur les pastilles lors de l'assemblage final.

La carte alimentation et triac a été réalisée sur verre époxy en simple face. Le plan n° 7 donne le typon, le plan n° 8 et la photo 5 l'implantation des composants.

Enfin le plan 9 donne le câblage interplans. Les longueurs données pour les connexions permettent à la fois l'assemblage final et les essais sur table toutes cartes accessibles dessus et dessous : photo 7.

L'utilisation de conducteurs en nappe, réduit au maximum le risque d'erreurs, ce qui ne dispense quand même pas d'un minimum d'attention et de vérification avant mise sous tension.

Le plan 10 et la photo 8 montrent l'assemblage final terminé. Ce dernier se fera dans un coffret en tôle suivant plan n° 11 et la face avant suivant plan n° 12. Mais avant s'effectuer à cette opération, il est quand même conseillé de procéder aux essais.

Essais

Il faut bien entendu s'assurer qu'il n'y a pas d'inversions de composants entre eux, mais aussi dans le sens de montage : circuits intégrés, diodes, condensateurs électrochimiques..., d'oubli de soudure, de court-circuit, d'erreur dans le câblage interplan.

Mettre sous tension. La diode électroluminescente D3 doit clignoter : 1 seconde éteinte, 1 seconde allumée. Si un signal sonore retentit, le couper pour le moment en agissant sur l'inverseur K8. Connecter une lampe (maximum 100 W) aux bornes des douilles X3 et basculer l'inverseur K7 en position allumage permanent. La lampe doit s'allumer. Ramener cet inverseur en position compteur. Afficher 1 seconde et appuyer sur le poussoir K1. La lampe doit s'allumer 1 seconde.

Rétablir le son par action sur l'inverseur K8 et actionner à nouveau le poussoir K1. La lampe doit s'allumer pendant

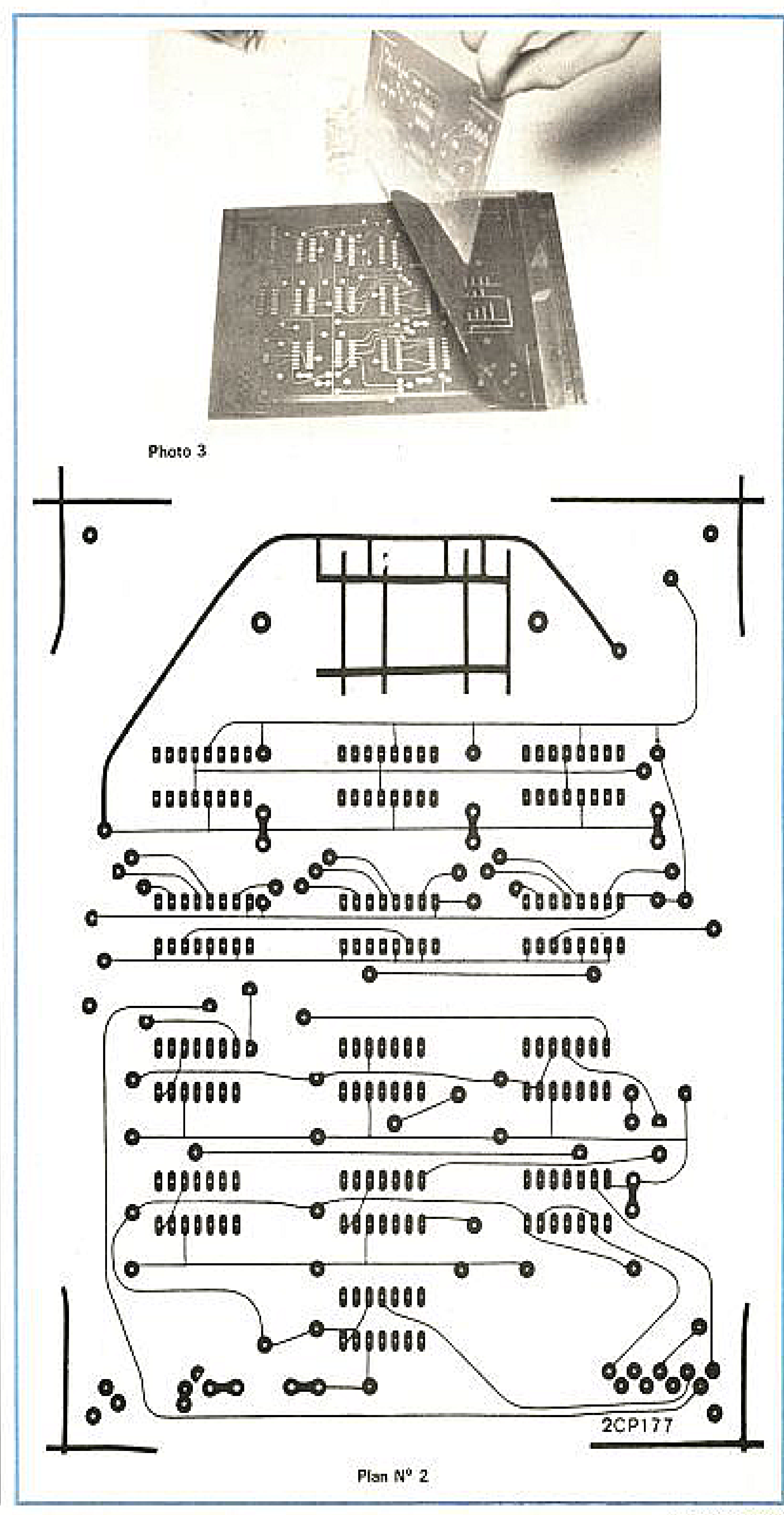
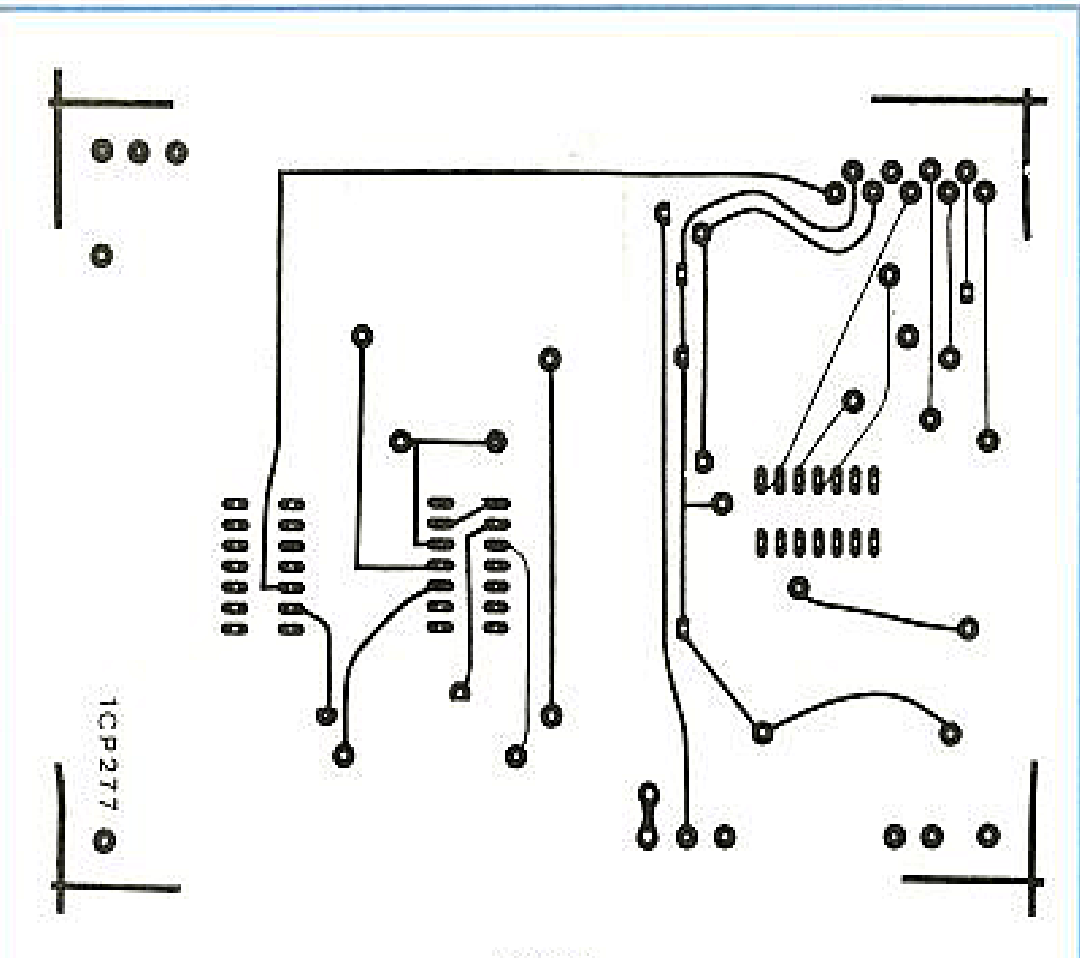
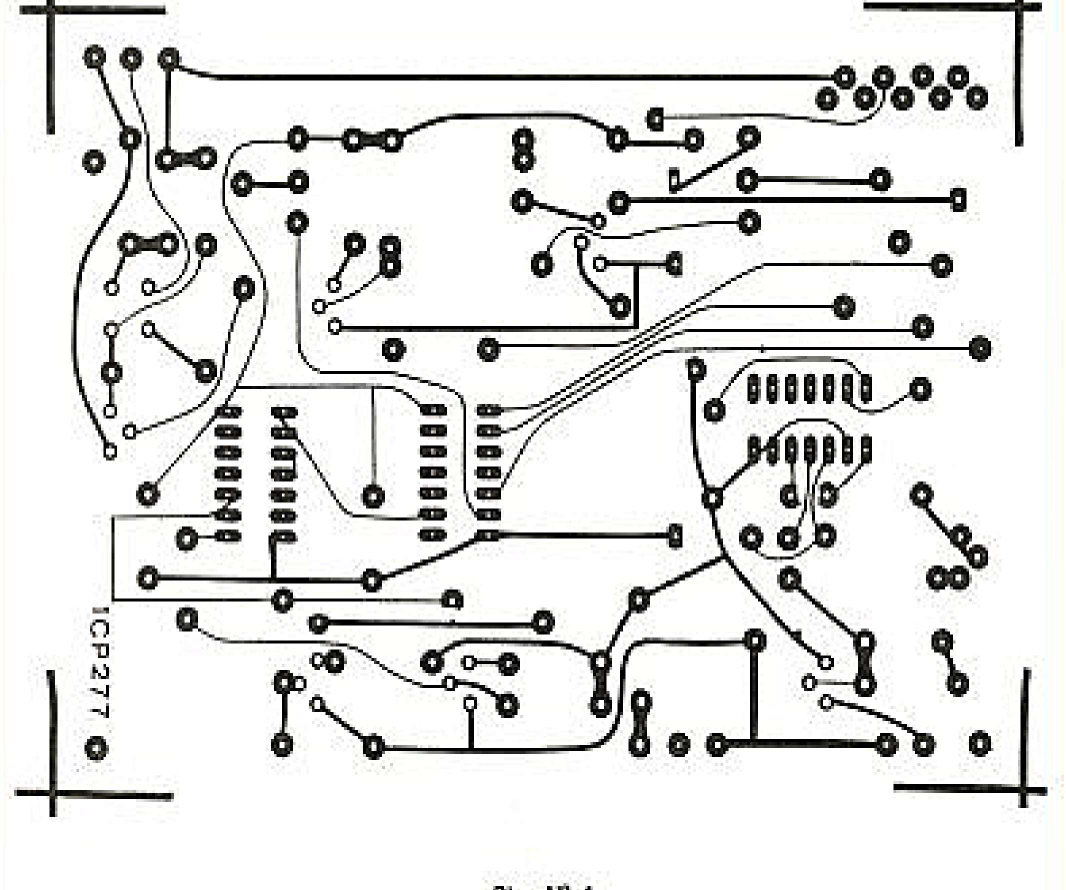


Photo 3

Plan N° 2



Plan N° 3



Plan N° 4

une seconde et au bout de ce laps de temps, le signal sonore doit retentir toutes les minutes. Il ne reste plus alors qu'à vérifier le bon fonctionnement sur toutes les positions des roues codeuses amenant un changement d'état nouveau, c'est-à-dire 1, 2, 4, 8 secondes, puis 10, 20, 40 secondes, 1, 2, 4, 8 minutes et enfin 10 minutes. Il n'y a bien entendu aucune combinaison utilisable pour 70 secondes, etc., les chiffres non utilisés pourront d'ailleurs être masqués ou peints en noir.

Ceci est le résumé d'essais sans problèmes, ce qui suppose quand même un peu de chance même si la réalisation est soignée et nous savons qu'elle l'est. Mais...

En cas de difficultés

Disons le tout net : 999/1000 des défauts ont pour raison une coupure du câblage, parfois un court-circuit. Les composants défectueux d'origine s'ils sont neufs, sont très rarement en cause. Cette éventualité n'est pas à exclure, mais avant d'en arriver là et de commencer à dessouder il vaut mieux être certain de ses conclusions.

Il serait fastidieux, voire inefficace de sonner tout le circuit. Aussi vaut-il mieux mettre sous tension et suivre le signal à la trace. Comme nous ne pouvons pas prévoir où se produira le défaut, nous allons essayer d'envisager toutes les hypothèses, en n'oubliant pas qu'en logique TTL, une entrée « en l'air » doit être considérée comme à l'état 1, ce qui se passe effectivement si le ruban est coupé, la soudure oubliée. Il faut aussi se souvenir que les normes TTL disent que :

– Le 0 logique correspond à une ddp ≤ 0,4 V entre la borne considérée et la référence.

– Le 1 logique correspond à une ddp ≥ 2,4 V entre la borne considérée et la référence (communément et à tord appelée masse).

Vous mettez sous tension, rien ne s'allume, le haut-parleur est désespérément muet.

Il vous faut un contrôleur, mais un oscilloscope et un générateur BF peuvent aussi être nécessaires.

+5
C3 C2 R1
D1 ~18
Ci11 Ci7 Ci3 Ci2 C17 D2 T1
C11 C8 R2 R5
K2 K3 K4 K5
C4 C1
Ci12 Ci8 Ci4 Ci1 Ci6 C6
C12 C9 C5
R16
C18 Ci13 Ci9 Ci5 Ci10
T2 R4 R6 C13 C10 C11 + C19

Plan N° 5

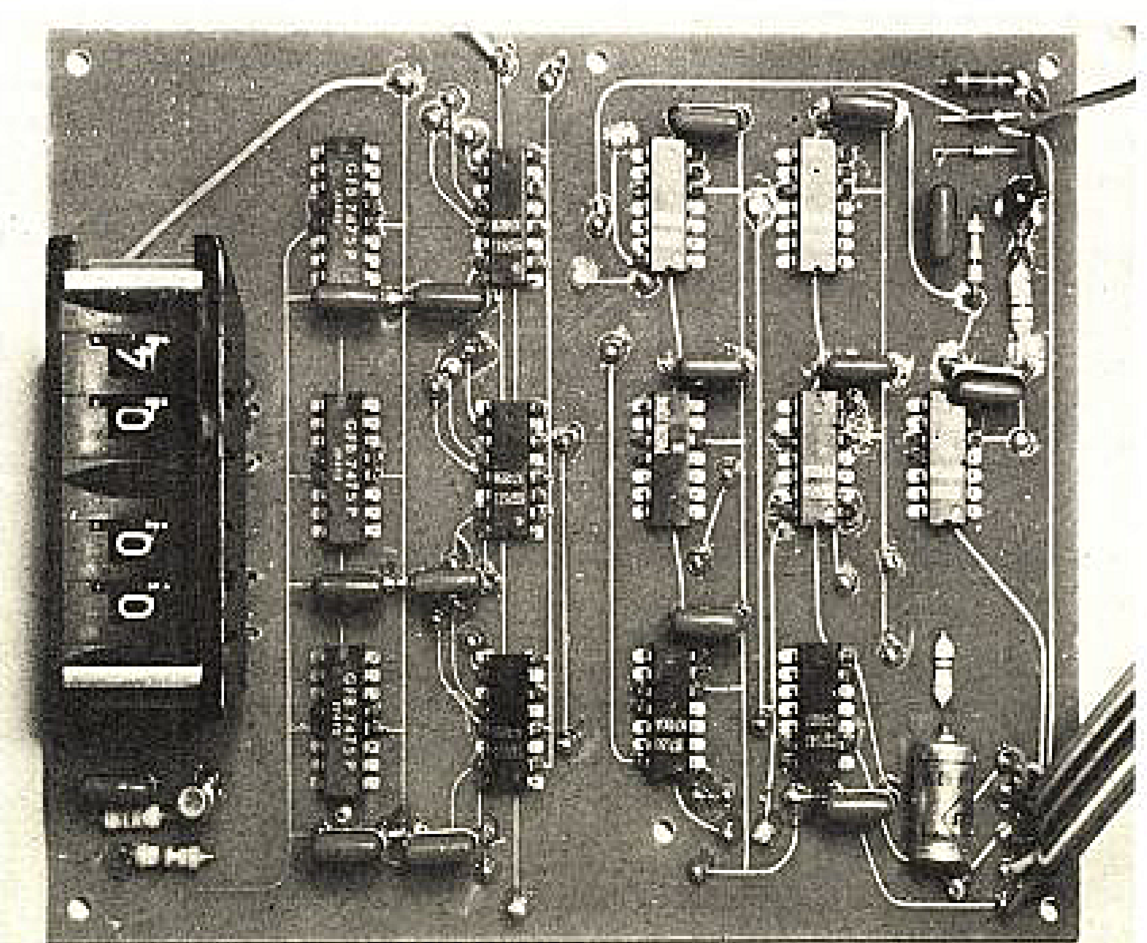


Photo 4

Plan N° 6

Plan N° 7

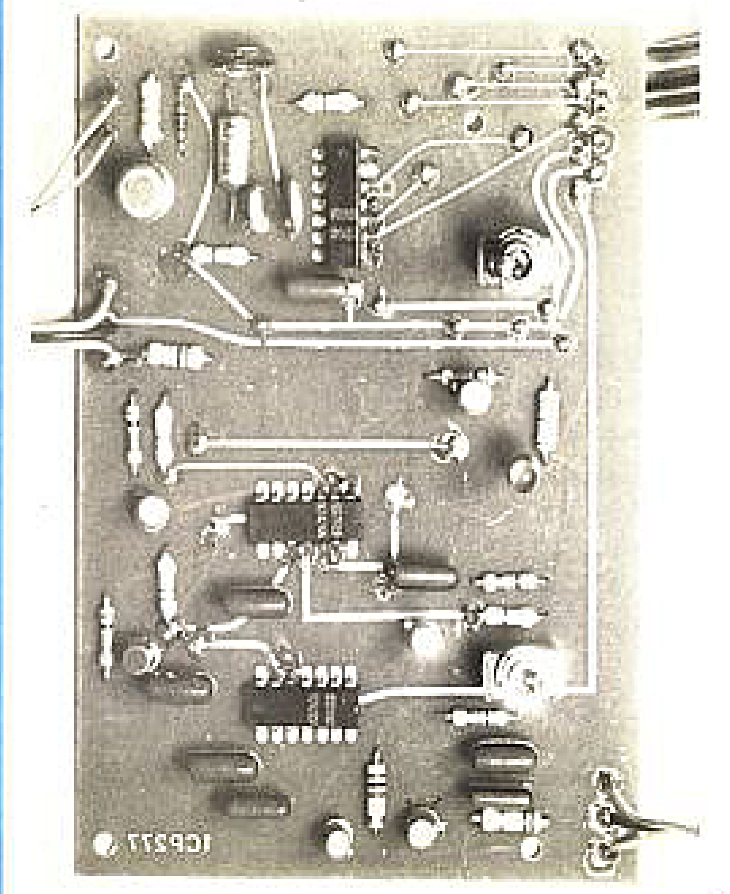
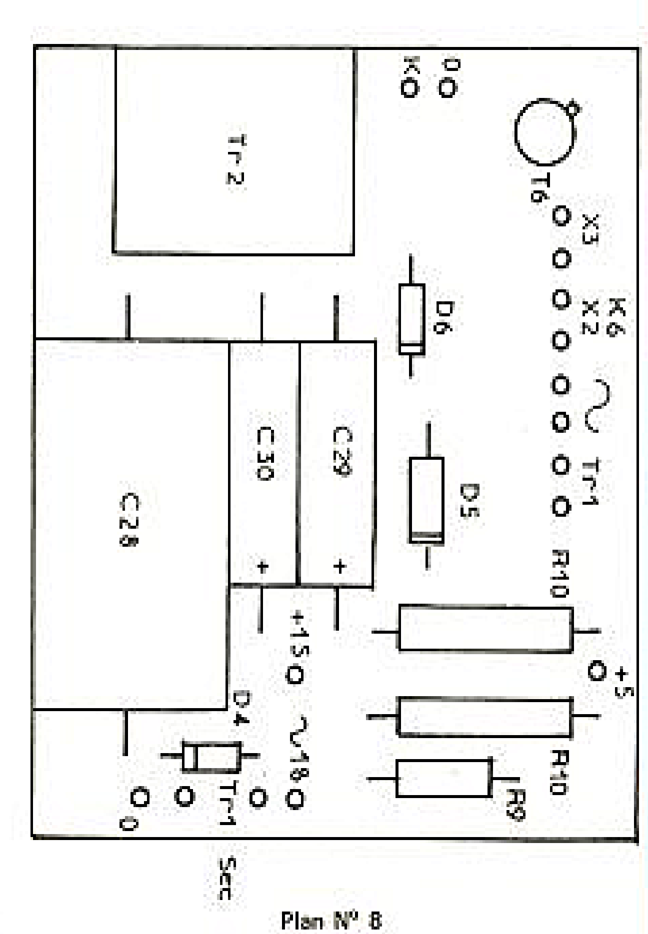


Photo 5



Plan N° 8

Vous avez mis sous tension donc et rien ne se passe. Il faut :

– Vérifier la présence du + 15 V et du + 5 V et ce sur tous les circuits intégrés et transistors en mesurant sur la broche même du boîtier.

– Hors tensions à l'ohmmètre, vérifier la continuité du zéro (masse) sur tous les boîtiers, partout où il est raccordé.

Une (ou des) soudure a pu être oubliée ou mal faite, même d'un seul côté du câblage imprimé. Si tout est correct, ou après réparation et persistance des défauts.

Connectez un oscilloscope entre le point de jonction des cathodes des diodes D1 et D2 et la ligne de référence 0. Le signal observé doit être conforme à celui de la photo 9. Sinon vérifiez que l'alternatif arrive bien à l'élément résistif R1, que les diodes D1 et D2 sont en bon état et que leur sens de branchement est le bon. Le signal correct.

– Branchez l'oscilloscope entre la base du transistor T1 et la ligne de référence 0. Le signal observé doit être conforme à celui de la photo 10.

– Connectez l'oscilloscope entre le collecteur du transistor T1 et la ligne 0. Le signal observé doit être conforme à celui de la photo 11. Si l'un ou les deux oscillogrammes ne sont pas corrects, que la liaison entre l'élément résistif R5 et le collecteur de transistor T1 n'est pas coupée, ce transistor est à incriminer. Il se peut aussi, mais c'est très rarissime que l'entrée BDi du circuit intégré Ci1 soit en court-circuit. C'est la dernière hypothèse à envisager. Si tout est normal.

– Connectez l'oscilloscope entre la sortie D du compteur Ci1 et la ligne 0. Comparez à la photo 12.

En cas d'insuccès, s'assurer que le signal arrive bien à la broche BDi et Ci1, que les broches 0 sont bien au potentiel 0 ainsi que les broches 9, que la sortie D n'est pas en court-circuit avec sa voisine elle-même au potentiel 0. Sinon, mais répétons le, c'est peu fréquent, le circuit intégré est à incriminer. Procéder de même pour toute la chaîne de comptage.

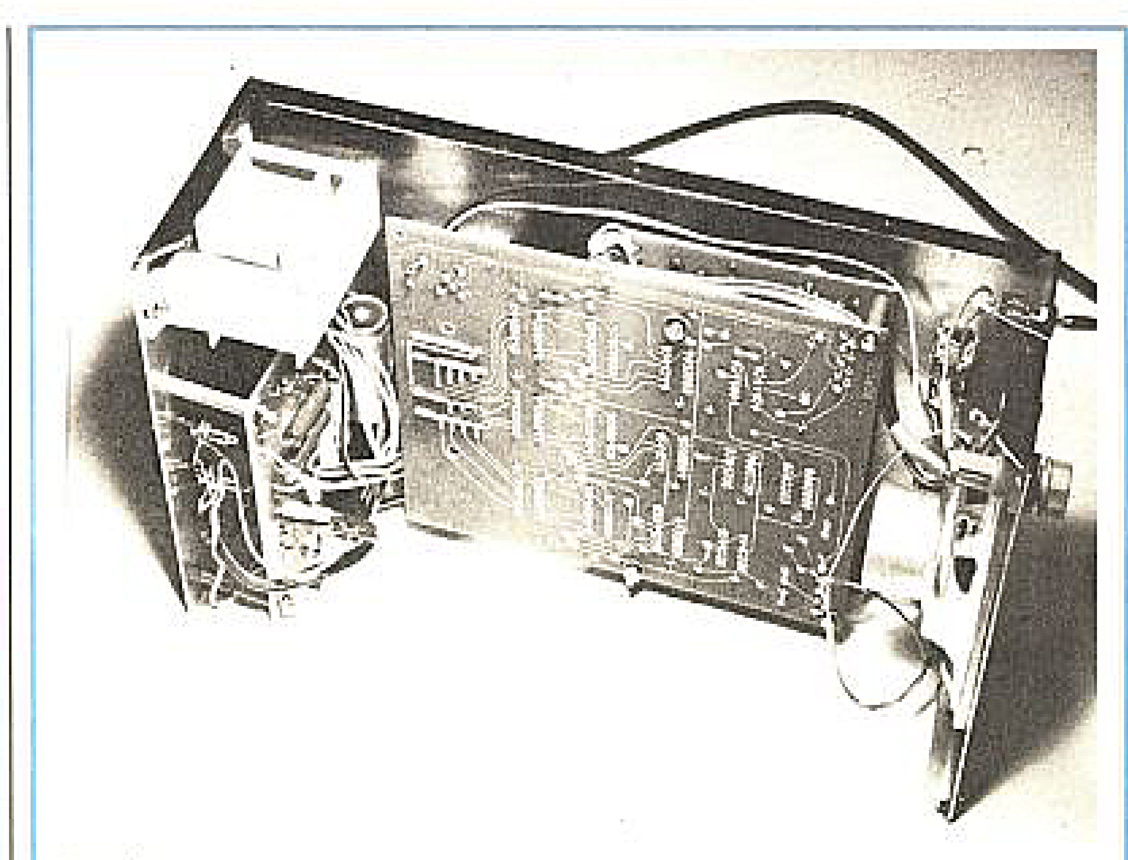
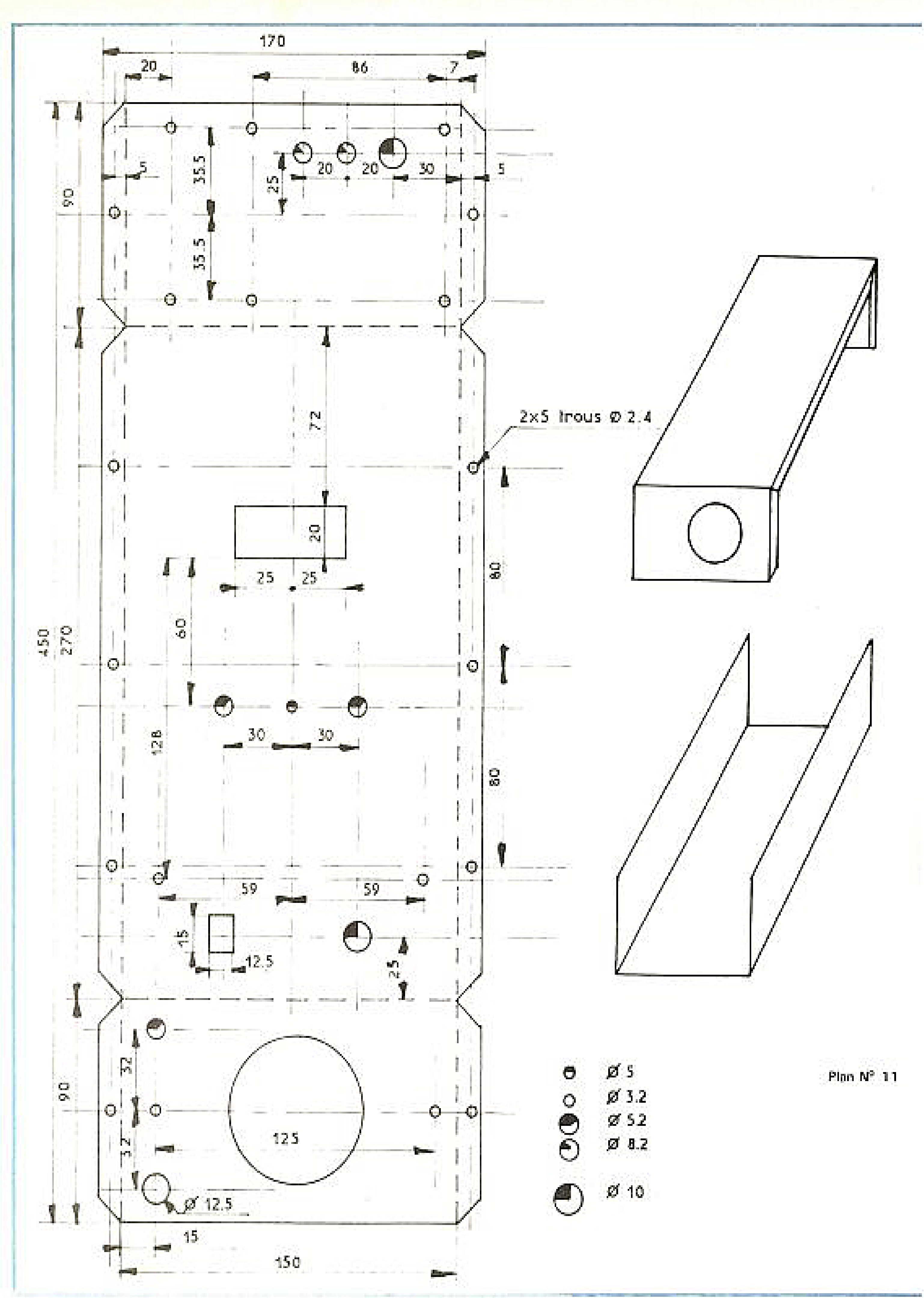
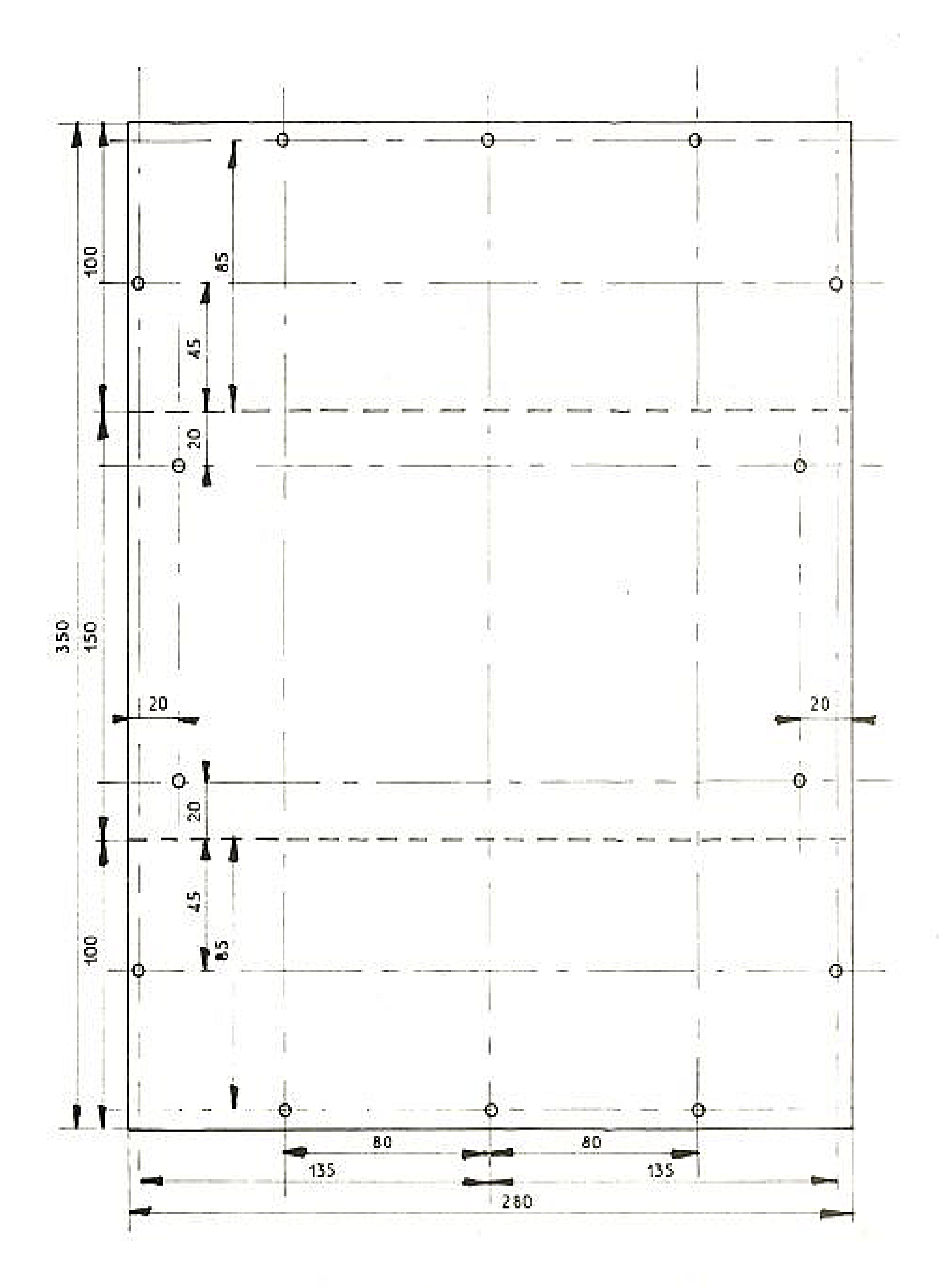


Photo 8

Plan N° 9


170
20
86
7
5
35.5
25
20
20
30
5
90
35.5
72
2x5 trous Ø 2.4
20
80
25
25
60
450
270
30
30
128
80
59
59
15
12.5
25
90
32
32
125
Ø 12.5
15
150
Ø 5
Ø 3.2
Ø 5.2
Ø 8.2
Ø 10
Plan N° 11



duralinox 1mm gainé vynile

L'inconvénient est que pour la sortie A de Ci1, il faut attendre 10 minutes avant d'assister à un éventuel changement d'état. Aussi est-il utile de pouvoir accélérer le temps et le stopper aussi d'ailleurs, nous verrons plus loin l'utilité de cette possibilité.

Pour cela, installer provisoirement un interrupteur dans la connexion alimentant l'élément résistif R1, ceci permet d'arrêter le temps. Connectez un générateur de signaux rectangulaires entre la ligne 0 et les cathodes des diodes D1 et D2. Réglez-en la fréquence sur 50 Hz et le niveau à une valeur suffisante pour débloquer le transistor T1. Puis passez sur 500, 5000 Hz et 50 kHz. Vous pourrez alors facilement contrôler tous les étages du compteur, et ce en un temps record, et porter remède là où il faut.

Si la diode D3 persiste à ne pas clignoter, nous vous conseillons de régler de suite ce problème car vous aurez alors une base de temps visuelle utile pour la suite du travail.

– Assurez-vous d'abord que sa polarité n'est pas inversée, que le signal arrive bien sur la base du transistor T3, sinon la diode ou le transistor ont dû souffrir.

Il faut maintenant s'attaquer aux mémoires Ci11-12-13. Affichez 0 secondes, 0 minutes sur les roues codeuses. Les broches 1 D, 3D, 4D, du circuit intégré Ci11 doivent être à l'état 0. Sinon il y a coupure dans un ruban reliant l'entrée à la roue codeuse. Actionnez le poussoir K1. Les broches de sortie 1Q, 2Q, 3Q, 4Q, doivent passer à l'état 0 si elles ne l'étaient déjà. Affichez 7 secondes. Les entrées 2D, 3D, 4D, doivent passer à l'état 1, sorties inchangées. Actionner le poussoir K1. Les sorties 2Q, 3Q, 4Q, doivent passer à l'état 1 tandis que la sortie 1Q doit rester à l'état 0. Affichez 8 secondes, actionner le poussoir K1, cette fois les sorties 2Q, 3Q, 4Q doivent passer à l'état 0 tandis que c'est la sortie 1Q qui passe à l'état 1. S'il n'en est pas ainsi, plusieurs hypothèses sont à envisager :

– Aucune sortie ne change d'état : s'assurer de la continuité de la ligne RAZ et du fonctionnement de la RAZ. En actionnant le poussoir K1 juste après l'instant où la diode D3 vient de s'éclairer, si celle-ci s'éteint de suite c'est que la RAZ fonctionne. Sinon allez voir du côté R3, R4, C18, T2 et K1 si tout est normal.

– Une ou plusieurs sorties ne recopient pas les états électriques des entrées, cette fois c'est le circuit intégré qui est à incriminer.

Selon la même méthode vérifiez Ci12 et Ci13.

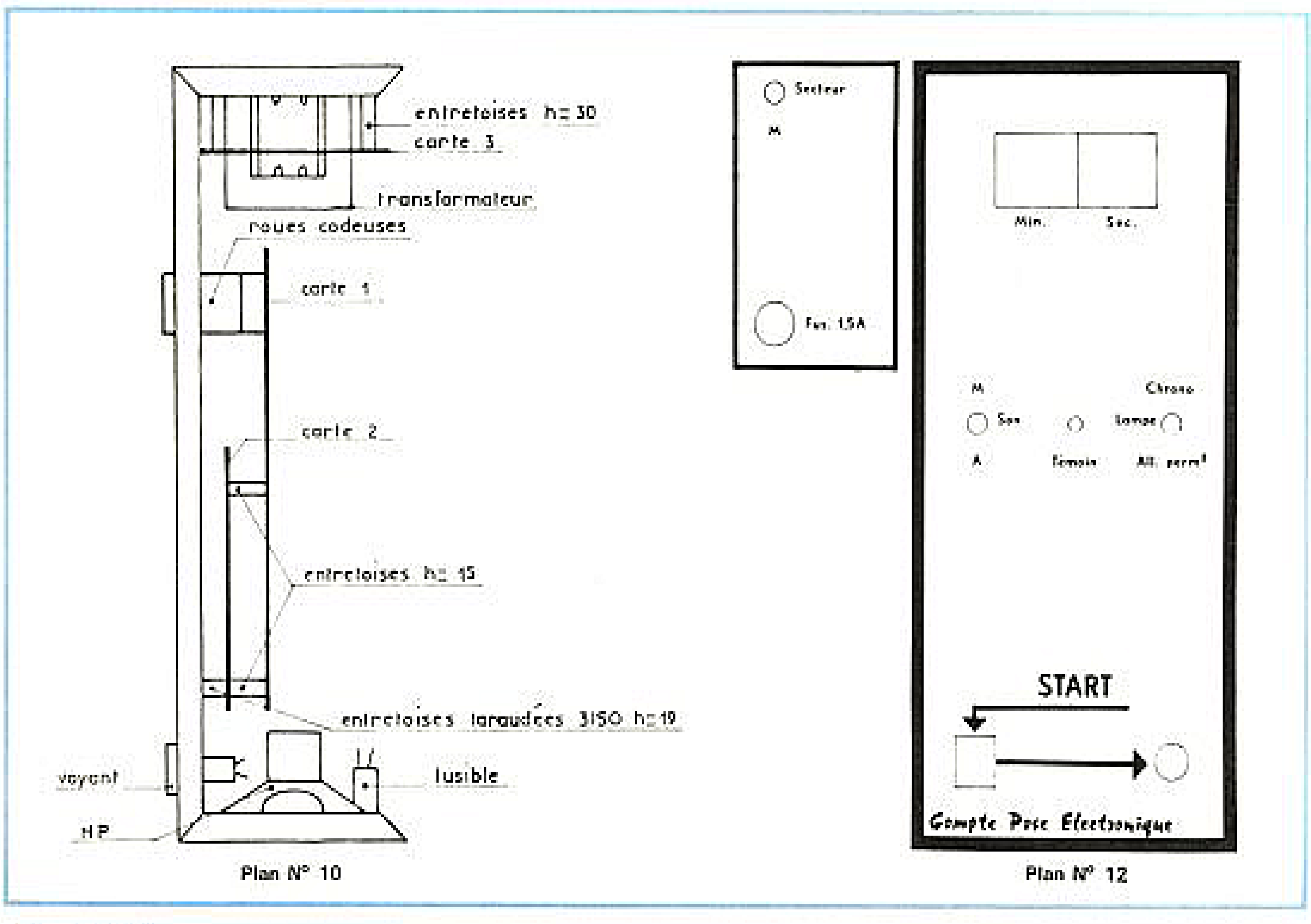
Vous avez maintenant les mémoires et les compteurs en bon état de fonctionnement. La prochaine étape consiste à vérifier les comparateurs. D'abord Ci7.

Connectez un voltmètre entre la sortie de Ci7, broche 6, et la ligne 0. Afficher 1 seconde, actionner le poussoir K1. Si tout est correct la sortie passe de l'état logique 0 à l'état logique 1 au bout d'une seconde, et y reste pendant 1 seconde, puis repasse à l'état logique 0. Sinon, s'assurer que les broches 2 et 4 sont bien au potentiel 0 et que la broche 3 est au potentiel + 5 V. Si oui, actionner le poussoir K1, et dès que la première seconde est passée couper l'alimentation alternative de l'élément résistif R1 au moyen de l'interrupteur installé provisoirement.

Vous avez alors tout le temps de vérifier le code présent aux entrées A0, A1, A2, A3 et B0, B1, B2, B3. Les deux mots binaires doivent être identiques. Sinon, il existe une coupure quelque part. S'ils sont identiques, c'est que le circuit intégré est défectueux.

Procéder de même pour Ci8, mais ne pas omettre qu'ici comme pour Ci9, il faut que l'entrée 3 soit au potentiel du 1 logique pour que la sortie passe à l'état 1.

Il est possible que malgré un fonctionnement correct à ce stade nous n'ayons toujours pas d'allumage de la lampe d'agrandisseur. Basculez alors l'inverseur K7 en position allumage permanent et branchez l'oscilloscope entre l'anode du binistor T5 et la ligne 0. L'oscillogramme doit être conforme à celui de la photo 13. Pour le



Plan N° 10

Plan N° 12

fonctionnement de cet étage, se reporter au n°1608 page 45 et 46 de la revue.

Attention, ne pas tenter d'aller voir ce qui se passe au secondaire du transformateur TR2. Celui-ci est au potentiel du secteur ! En cas de doute sur la continuité du circuit de gachette du triac T6 rechercher hors tension à l'ohmmètre, ou insérer un transformateur d'isolement dans l'alimentation secteur.

Le dépannage éventuel de cet étage ne devrait pas poser de problèmes insolubles.

Si malgré tout ceci l'on obtient pas d'allumage de la lampe en actionnant le poussoir K1 après avoir rebasculé l'inverseur k7 en position « normal », il ne reste plus qu'à examiner la bascule Ci15 et les circuits associés Ci14, Ci16 et l'étage T8.

Arrêtez le temps comme expliqué plus haut, actionner le poussoir K1, la sortie 1Q devrait passer à l'état logique 1. Sinon, s'assurer que les impulsions RAZ sont présentes aux broches 1 et 2 de Ci14 donnant des impulsions RAZ à sa sortie 3 aux entrées 1 et 13 de Ci15. Sortie 3 et aux entrées 1 et 13 de Ci15. Si oui, Ci15 est à incriminer.

Nous pouvons aussi avoir le défaut suivant : au bout du temps écoulé la lampe ne s'éteint pas, alors que le montage fonctionne au niveau des comparateurs, du triac et de sa commande. Il faut s'assurer que la borne 1D de Ci15 suit les variations de la sortie 6 du comparateur Ci9. Même opération pour les bornes 9 et 10 de Ci16, la borne 8 de Ci16 délivrant l'information complémentaire de celle présente en 9 et 10, et le front descendant se traduisant par une impulsion positive en 1T de Ci15. Si tout est correct incriminer Ci15.

Enfin voyons côté son. Lorsque la lampe est éteinte, la sortie 1Q de Ci15 doit être à l'état logique 1. Cet état doit se retrouver broche 14 de Ci10, tandis que sur la broche 13 doivent arriver les impulsions de fréquence 1 Hz, impulsions que l'on doit retrouver broche 8 de Ci10 et 14 de Ci6. Toutes les 8 secondes la sortie D de Ci6, donc l'entrée 2D de Ci15, passe de l'état logique 0 à l'état logique 1, et retombe de 1 à 0 deux secondes plus tard, ce qui doit produire une impulsion positive à la borne 2T de Ci15 et mettre la sortie 2Q à l'état 0 si elle n'y était déjà.

Au moment où la sortie 6 de Ci9 passe à l'état 1, une impulsion négative doit apparaître sur le collecteur du transistor T9 et la broche 2S de Ci15 entraînant le passage à l'état logique 1 de la sortie 2Q. Si ce n'est pas le cas, Ci15 est à incriminer, même si tout est correct coté gauche bascule 1 (lampe). Ces changements d'état doivent se répercuter broche 6 de Ci16 et de Ci14. Lorsque cette dernière est à l'état logique 0, un signal rectangulaire doit apparaître à la broche 12 de Ci14, sous réserve d'une bonne continuité électrique de tout le circuit. S'il n'y a toujours pas de son, que le haut-parleur et le transistor T7 sont en bon état, c'est que la diode D7 est certainement montée à l'envers !

Il ne reste plus que les tops minute. S'ils ne retentissent pas, vérifier le fonctionnement de l'étage monostable sur Ci 10. L'on gagnera du temps en pilotant le transistor T1 au moyen du générateur BF réglé sur 5 kHz, ce qui permet une visualisation des signaux à l'oscilloscope.

Bien entendu, nous excluons l'éventualité qu'un lecteur ren-

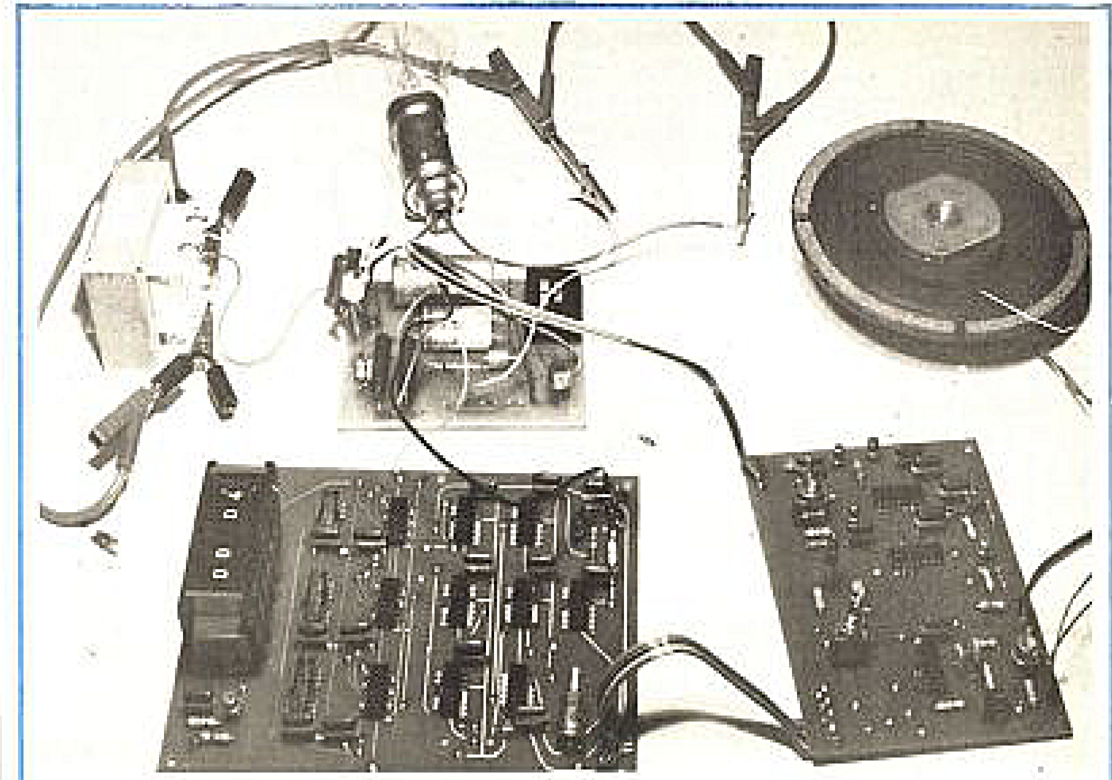


Photo 7. - On remarque l'interrupteur permettant « d'arrêter le temps » monté en volant sur la carte alimentation.



Photo 9. - Y = 2 V/division X = 5 ms/division.

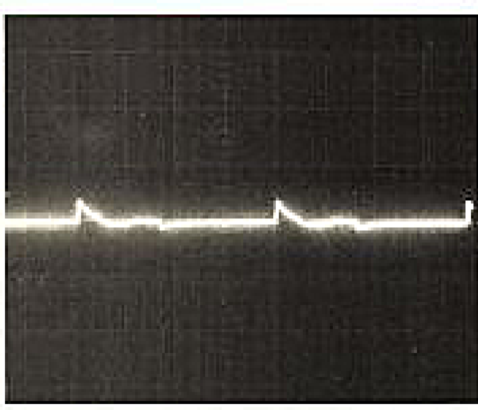


Photo 10. - Y = 2 V/division X = 5 ms/division.

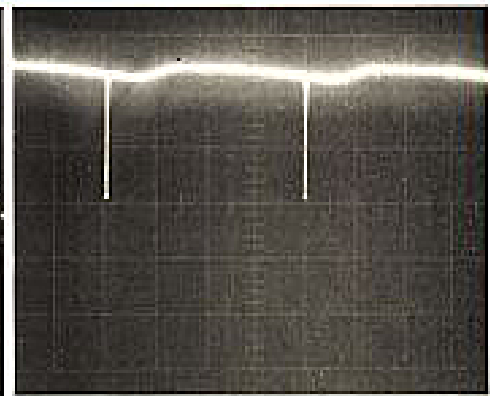


Photo 11. - Y = 2 V/division X = 5 ms/division.

contre la totalité des pannes évoquées sur sa réalisation. Mais nous avons eu nous mêmes plusieurs pannes sur le prototype. C'est ce qui nous a incité à cette longue énumération dont nous prions les lecteurs chevronnés de nous excuser.

Cet appareil est fort utile, depuis que nous le possédons nous ne pouvons plus nous en passer. Il est simple et amusant à construire malgré une apparente complexité. C'est pourquoi il serait dommage qu'un non professionnel ne puisse pas dépanner et terminer une réalisation faute d'un minimum de renseignements.

M. LABRE

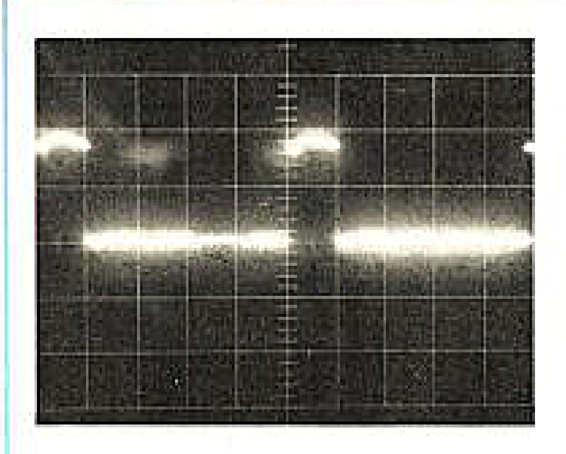


Photo 12. - Y = 2 V/division
X = 5 ms/division.

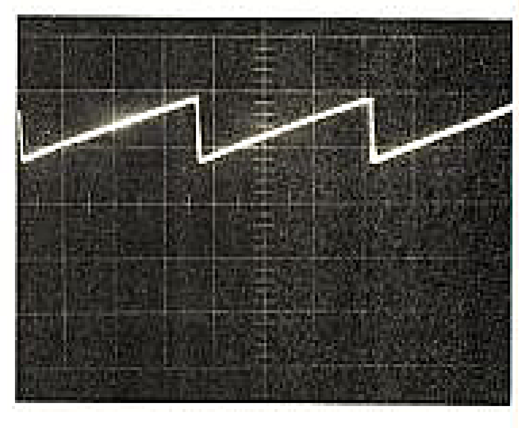


Photo 13. - Y = 2 V/division
X = 0,1 ms/division.

NOMENCLATURE ELECTRIQUE

Eléments résistifs

R_1 : 1 kΩ 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_2 : 10 kΩ 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_3 : 10 MΩ 10 % à couche de carbone 1/2 W
R_4 : 4,7 kΩ 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_5 : 390 Ω 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_6 : 390 Ω 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_7 : 220 Ω 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_8 : 10 kΩ ₁₁ % à couche de carbone 1/4 W
R_9 : 470 Ω 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_{10} : 2 x 47 Ω 10 % bobinée Sfernice 8 W
R_{11} : 1 MΩ 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_{12} : 150 kΩ 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_{13} : 390 Ω 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_{14} : 390 Ω 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_{15} : 4,7 kΩ 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_{16} : 390 Ω 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_{17} : 10 kΩ 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_{18} : 390 Ω 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_{19} : 10 kΩ 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_{20} : 390 Ω 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_{21} : 10 kΩ 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_{22} : 390 Ω 10 % à couche de carbone 1/4 W
R_{23} : 10 kΩ 10 % à couche de carbone 1/4 W

Condensateurs

C_1 à C_{18} : 0,1 µF placo 250 V 10 % C280 RTC
C_{19} : 100 µF électrochimique 10/16 V
C_{20} : 0,1 µF placo 250 V 10 % C280 RTC
C_{21}, C_{22} : 1 µF à l'aluminium série 122 RTC
C_{23} : 4,7 µF électrochimique 25 V
C_{24} à C_{26} : 0,1 µF placo 250 V 10 %
C_{27} : 10 nF placo 250 V 10 %
C_{28} : 2200 µF électrochimique 25/30 V
C_{29} : 470 µF électrochimique 10 V
C_{30} : 220 µF électrochimique 20 V

Diodes

D 1 BAX 13 RTC
D 2 BZX 55/5,6 SESCO
D 3 Electroluminescente rouge
D4 1 N 4007 SESCO
D5 BZK 85/5,1 SESCO
D6 BZX 85/15 V SESCO
D8 BAX 13 RTC

Circuits intégrés logiques

Ci1 à Ci3 SN 7490
Ci 4 SN 7492
Ci5 et Ci 6 SN 7490
Ci 7 à Ci 9 SN 7485
Ci 10 SN 7400
Ci 11 à 13 SN 7475
Ci 14 SN 7400
Ci 15 SN 7474
Ci 16 SN 7400

Transistors

T 1 BC 239 RTC
T 2 à 4 2N 2222 RTC
T 3 BRY 39 RTC
T 6 TDAL 223 B RTC
T 7 2N 2219 RTC
T 8 2N 2222 RTC

DIVERS

P 1 Potentiomètre ajustable PACOVAC 4,7 kΩ 20 % RTC
K 1 Inverseur SP 2025 touche rouge COMEPA
K 2 à 5 Bloc roues codeuses comprenant :
4 roues codeuses M 1, 2, 4, 8./C 4311 027 8416 RTC
1 séparateur 4311 027 8459 RTC
1 jeu extrémités à étriers 4311 027 8880 RTC
K 6 Interrupteur S 2012 COMEPA
K7 et 8 Inverseur SECME 32 233201 21
X 1 Cordon secteur 2 m
X 2 Porte fusible avec cartouche 1,5 A
X 3 2 x 1 Douille isolée de 4 nº 79 noire METALLO
X 4 Voyant néon 220 V

Tr 1 Transformateur 12 W 1 secondaire 18 V
Tr 2 Transformateur d'impulsions 1010.2001 Myrra

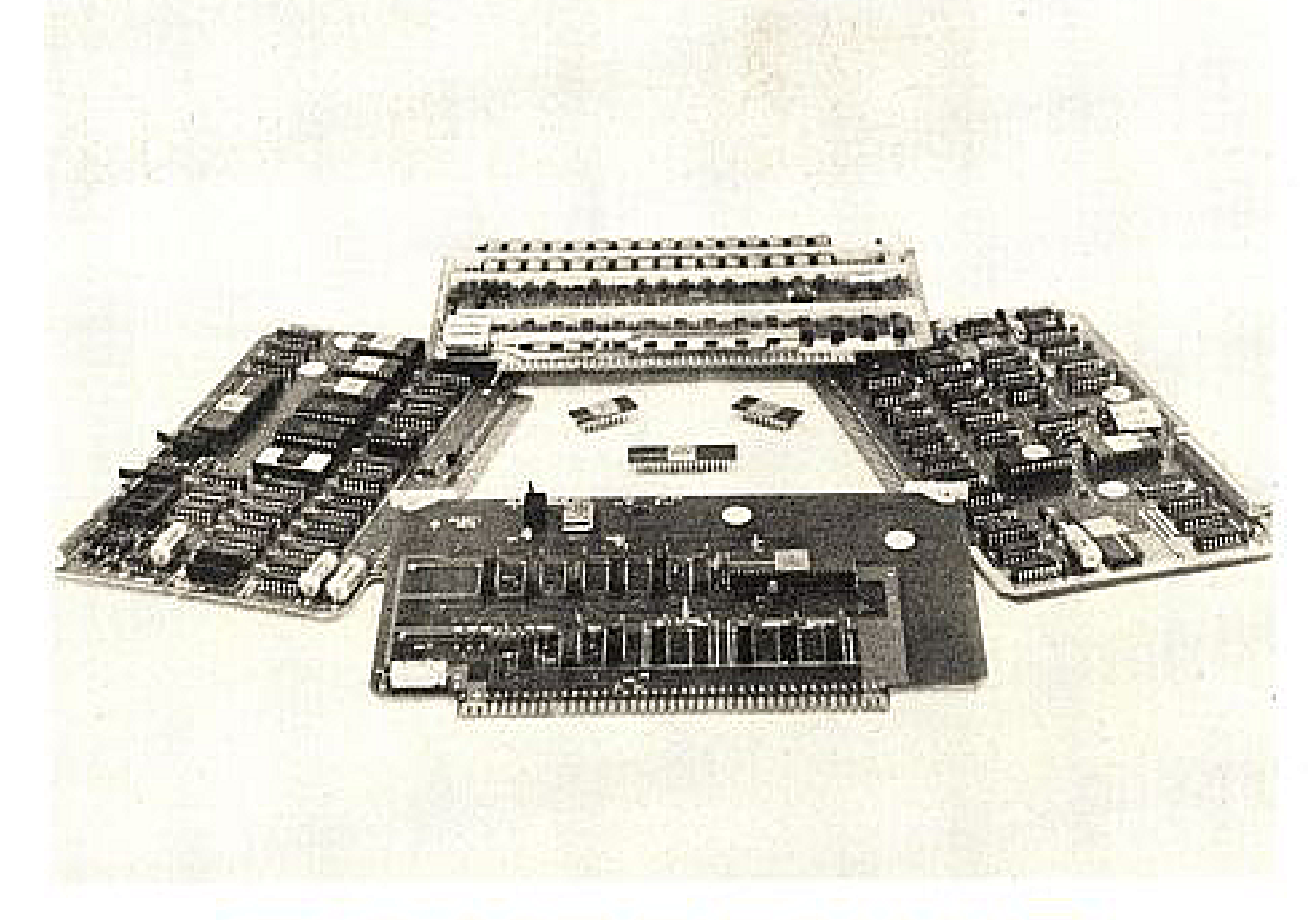
HP Haut parleur 8 cm 4 Ω

50 cm Nappe de neuf conducteurs 7/10

NOMENCLATURE MÉCANIQUE

1 Plaquette CI 2 faces XXXP 95 x 130 mm
1 Plaquette CI 2 faces XXXP 130 x 165 mm
1 Plaquette CI 1 face VE 95 x 80 mm
4 Entretoises plastique 0 int 3,5 1 = 30 mm
4 Entretoises plastique 0 int 3,5 1 = 15 mm
2 Entretoises laiton 0 int 3 1 = 19 mm taraudées à 3 iso
4 pieds caoutchouc 735/16 MFOM
1 passe fil 714 RN MFOM
1 passe fil 714 RN MFOM
4 cosses 5Y MFOM
2 cosses Y71 MFOM
4 cosses 14 1286-2 AMP
100 œillets XC 42 MFOM
14 vis tôle TC 2,9 x 6,4
1 face avant scotchcal 220 x 100 mm 3M
1 face avant scotchcal 50 x 80 mm
4 vis laiton CL 3 x 8
4 vis laiton CL 3 x 12
4 vis laiton CL 3 x 25
4 vis laiton CL 3 x 40
14 écrous H laiton
10 rondelles de trois bakélite
26 rondelles plates de trois alu.

REALISEZ UN MINI-ORDINATEUR



DOMESTIQUE

NOUS avons étudié le mois dernier les principes relatifs aux microprocesseurs et aux circuits et notations associés. La théorie à forte dose étant soporifique, nous abordons aujourd'hui le début de la réalisation pratique grâce à laquelle nous vous ferons assimiler beaucoup plus facilement les restes de théorie à connaître. Avant de dévoiler nos schémas, nous allons faire quelques commentaires indispensables sur les kits dits d'initiation aux microprocesseurs afin de situer notre réalisation par rapport à eux.

Les kits « d'initiation »

Etant donné que nous avons fixé notre choix sur le MC 6800 de Motorola (ou SFF 96800 de Sescosem), le seul kit que nous allons commenter est celui équipé de ce microprocesseur. Ce kit, baptisé MEK 6800 D 2, est vendu au prix approximatif au 1er janvier 1978 de 1 900 F et comporte un clavier à 16 touches « numériques » (0 à 9 et A à F, notation hexadécimale, voir notre article du mois dernier), augmenté de quelques touches de fonctions.

La visualisation se fait sur 6 afficheurs 7 segments : 4 pour les adresses qui s'étendent, nous vous le rappelons, de 0000 à FFFF (65535 en décimal) et 2 pour les données qui peuvent être comprises entre 00 et FF ; d'autre part, ce kit comprend une interface pour enregistrer sur une mini-cassette ordinaire (même de bas de gamme) le contenu des mémoires, évitant ainsi de perdre les informations aux coupures de courant (nous y reviendrons).

Ce kit ne comprend pas d'alimentation et il faut lui fournir 5 V sous 1 A ; d'autre part, selon les circuits que l'on veut commander grâce au kit, il peut être nécessaire de disposer de ± 12 V sous 1 A environ.

Enfin, ce module de base peut être étendu et peut servir de base à la réalisation d'un mini-ordinateur complet mais nous ne l'avons pas choisi pour notre système pour les raisons suivantes :

– Nous pouvons faire la même chose tout en réduisant le prix de revient de l'ensemble en utilisant des composants grand public en lieu et place des composants professionnels ; certaines astuces nous permettront d'autre part d'étendre les possibilités de l'ensemble.

– Nous réaliserons un système de base dont l'extension sera beaucoup plus souple et facile que le kit.

– Tous nos circuits seront au même format aisément logeables dans un boîtier style rack que nous décrirons en détail.

– La disposition des fonctions sur nos cartes sera différente de celle adoptée sur le kit pour des raisons de commodité

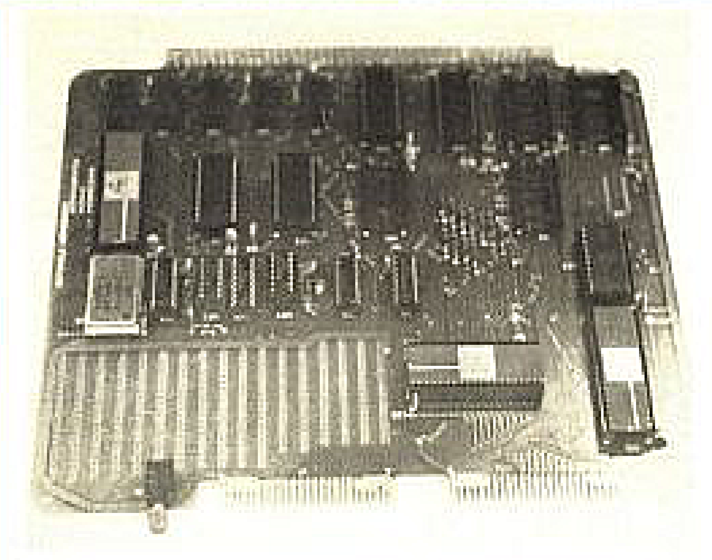




Photo A. – La carte microprocesseur du kit MEK 6800 D2.

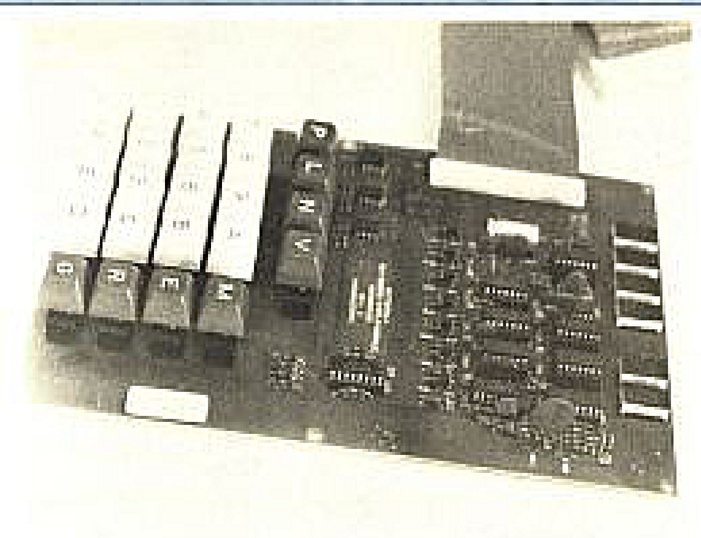


Photo B. – La carte clavier et affichage du kit MEK 6800 D2.

d'utilisation et de prix de revient.

Ces préambules étant faits, occupons-nous du schéma synoptique du mini-ordinateur de base.

Le mini-ordinateur de base

Comme le montre le synoptique de la figure 1, notre système de base se compose de trois parties électroniques proprement dites et de deux parties « mécaniques » :

– Une alimentation délivre les trois tensions nécessaires au système de base mais est aussi prévue pour toutes les possibilités d'extensions futures.

– Une carte dite MPU supporte le microprocesseur et les circuits nécessaires à son fonctionnement, horloge, remise à zéro, etc.

– Une carte dite ICAH (Interface clavier et Affichage Hexadécimal) comporte les circuits d'interface avec un clavier de commande et avec 6 afficheurs 7 segments dont le rôle est identique à ceux du kit cité plus haut. Elle supporte également une mémoire ROM (voir article dans le précédent numéro) de mise au point dont nous verrons le rôle en détail plus tard.

Quelques détails sur la réalisation pratique

Notre ensemble sera logé dans un boîtier style rack, très simple à construire : il est conçu de manière à pouvoir accéder à toutes les cartes en fonctionnement sans rien démonter.

Tous les sous-ensembles seront réalisés sur des circuits imprimés simple ou double face dont nous donnerons le négatif ; et pour faciliter le travail des amateurs peu familiarisés avec les CI ou avec le double face, nous savons que certaines firmes spécialisées peuvent réaliser ces circuits pour un prix modique. Nous vous indiquerons quelques adresses.

Enfin, pour ceux qui préfèrent cette méthode, nous indiquerons comment s'y prendre pour faire le câblage en « wrapping ».

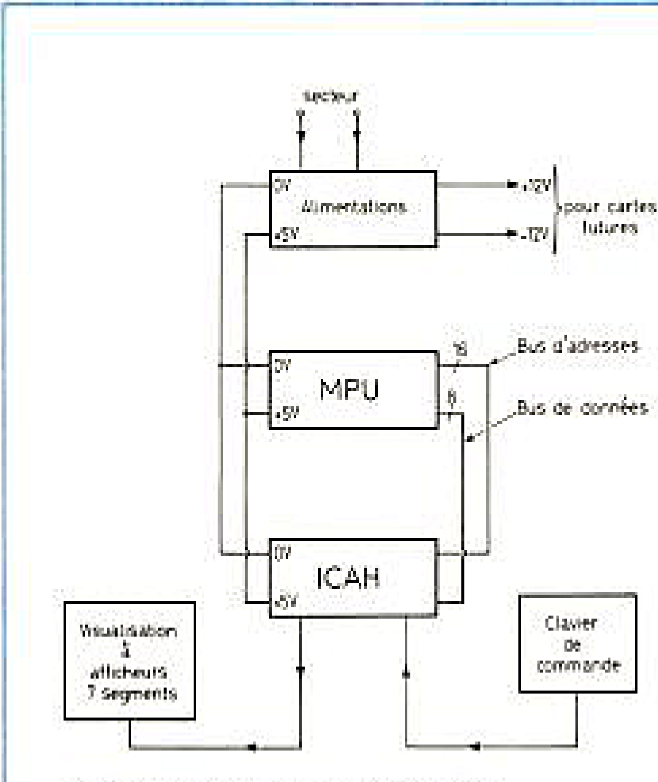


Fig. 1. – Synoptique du système de base.

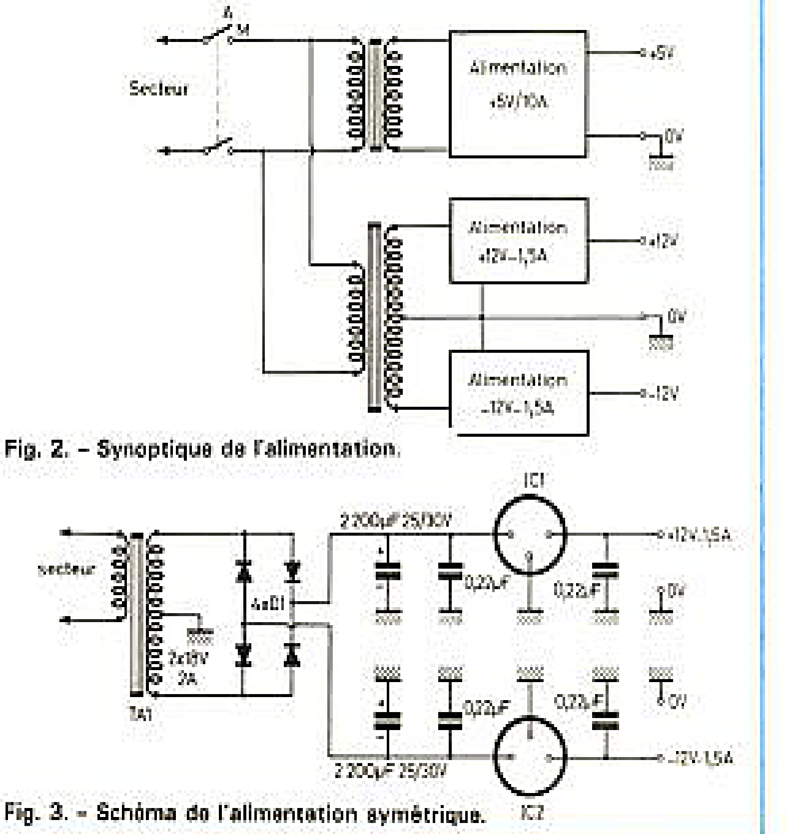


Fig. 2. – Synoptique de l'alimentation.

Fig. 3. – Schéma de l'alimentation symétrique.

L'alimentation

Il est bien sûr très logique de commencer par cette partie importante. Les circuits de la famille du MC 6800 ont un avantage énorme : ils ne demandent qu'une seule tension d'alimentation de 5 V et sont de plus et de ce fait compatibles avec les circuits TTL classiques et avec les circuits logiques C/MOS alimentés en 5 V.

Nous allons décrire l'alimentation du système complet puisque c'est le seul module qui n'évoluera pas. Cependant, le « mini », muni de toutes ses cartes, consomme beaucoup (≃ 10 A) ; nous indiquerons donc quels sont les composants à changer pour réaliser une alimentation moins puissante, quitte à augmenter celle-ci lorsque vous serez piqués par le virus de la mini-informatique.

Les mémoires, certains circuits d'interface et les organes extérieurs commandés (télévision, train électrique miniature, etc.) demandent très souvent, en plus du 5 V, une ou deux alimentations + et – 12 V symétriques par rapport à la masse ; nous les avons donc prévues et elles peuvent débiter jusqu'à 1,5 A. Cependant nous insistons sur le fait que leur réalisation est inutile pour le système de base et que leur adjonction est prévue par la suite sans modification de quoi que ce soit du système existant.

La figure 2 nous précise le synoptique de l'alimentation complète ; on peut y voir deux transformateurs pour la simple raison que ce sont deux modèles standards tandis que le regroupement des enroulements nécessaires sur un seul transfo aurait demandé une réalisation spéciale ; il aurait alors fallu soit payer beaucoup plus cher, soit bobiner cela soi-même et nous y avons renoncé à cause du diamètre (et du prix) du fil nécessaire pour l'enroulement 10 A.

La figure 3 détaille les alimentations + et – 12 V. On peut difficilement faire plus simple ; un enroulement 2 x 18 V à point milieu suivi de quatre diodes 2 A fournit du continu sous + et – 24 V grossièrement filtré par deux condensateurs de 2 200 µF ; deux régulateurs intégrés économiques stabilisant la tension de sortie à + et – 12 V avec un débit maximum admissible de 1,5 A. Les régulateurs sont protégés contre les échauffements excessifs et les courts-circuits. Les condensateurs de 0,22 µF sont indispensables pour éviter l'oscillation des circuits.

La figure 4 nous montre le schéma de l'alimentation 5 V 10 A, elle est un peu plus complexe que les précédentes à cause des particularités intéressantes qu'elle offre.

Un transformateur, suivi d'un pont délivre du 12 V continu (environ et selon le débit). Cette tension est appliquée à un régulateur intégré classique le 723. Ce régulateur ne pouvant fournir que 100 mA, un premier transistor de puissance T_1 augmente cette dernière à 2 A et enfin 1 ou plusieurs « ballasts » commandent les 10 A. Nous verrons le pourquoi des pointillés un peu plus tard.

Dans les émetteurs des transistors ballasts, une résistance de très faible valeur sert d'ampèremètre ; la tension développée à ses bornes est envoyée sur les pattes adéquates du 723 qui coupe la tension de sortie dès que l'intensité débitée dépasse une valeur à notre choix ; nous vous indiquerons ci-après comment calculer Rsc en fonction de cette intensité.

Un pont diviseur à résistance mesure la tension de sortie et informe le 723 de toute variation. La résistance R_1 est reliée à la sortie de l'alimentation en pointillés pour la raison suivante :

Sur la figure 5, nous voyons l'alimentation précédente reliée à une charge par deux longs fils. Si nous branchons R_1 en A, le 723 fournira entre A et M : 5 V ; par contre, du fait de la résistance des fils, la charge recevra moins de 5 V (0,1 Ω c'est peu, mais traversé par 10 A cela fait perdre 1 V !), tandis que si on place R_1 en B, les 5 V existeront réellement entre B et M. Dans notre système, nous verrons où brancher R_1 pour avoir 5 V le plus exactement possible partout.

A la sortie du régulateur, un circuit assez inhabituel dans une alimentation stabilisée mérite que l'on s'y arrête. Dès que la tension de sortie dépasse VZener + 0,6 V (série VBE du transistor), ce dernier est rendu conducteur et amorce le thyristor qui court-circuite la sortie ; cette manœuvre est sans danger puisque l'alimentation est prévue pour supporter les courts-circuits. L'utilité d'un tel système est évidente : il est en effet ridicule de « griller » une cinquantaine de circuits, parfois assez coûteux, parce qu'un des ballasts a rendu l'âme, alors qu'un circuit de protection revient à un prix dérisoire.

Deux précisions sont encore nécessaires ; le potentiomètre relié à R_1 permet d'ajuster la tension de sortie à 5 V aussi précisément que possible tandis que celui du circuit anti-surtension règle le seuil de ce dernier, seuil que l'on fixe à 5,1 ou 5,2 V.

Les composants de l'alimentation

La lecture de notre courrier nous ayant montré que les composants étaient le gros

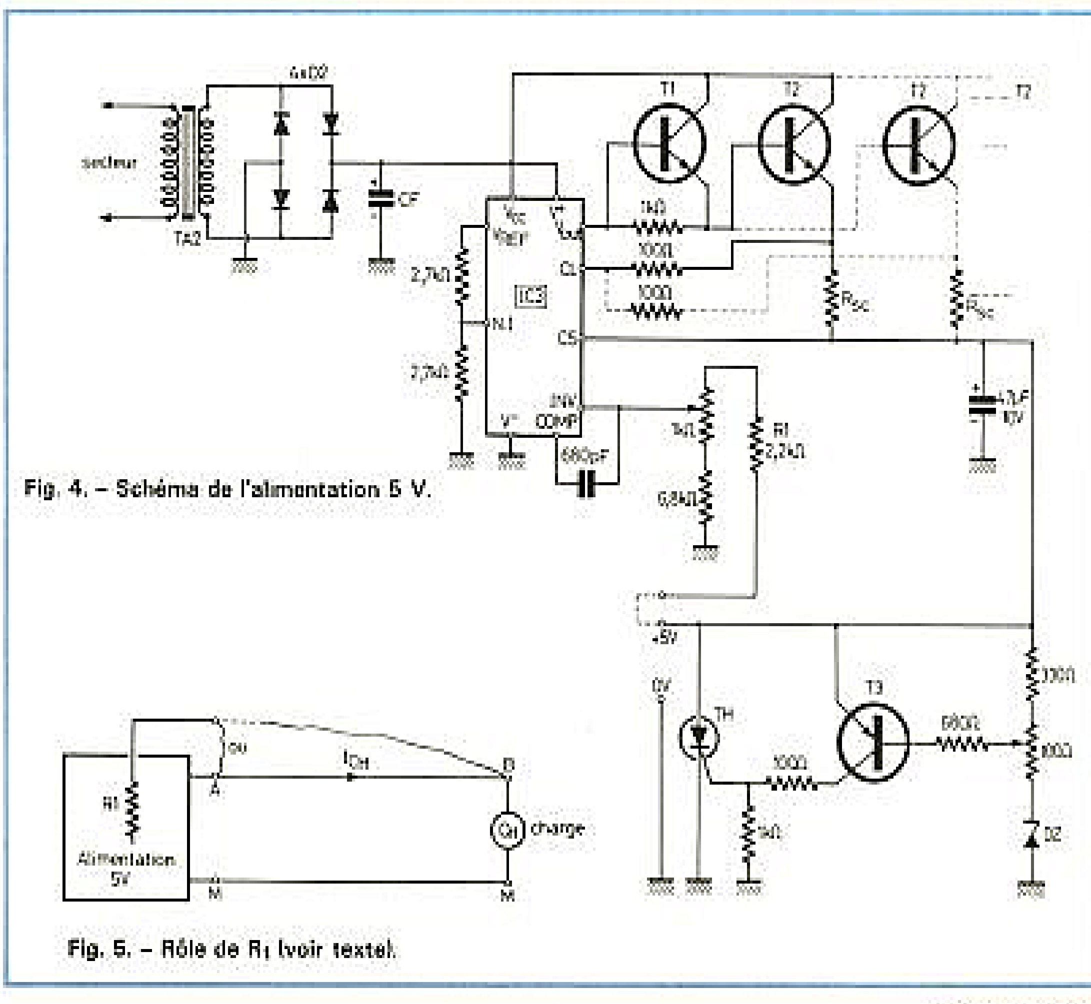


Fig. 4. – Schéma de l'alimentation 5 V.

Fig. 5. – Rôle de R_1 (voir texte).

problème de bon nombre d'entre vous dès que l'on sort un peu des sentiers battus, nous allons vous donner quelques conseils dans les lignes qui suivent. En effet, si l'on ne s'y prend pas bien, une alimentation 10 A peut revenir très cher.

Le tableau 1 indique tous les composants nécessaires pour l'alimentation complète (+ et – 12 V/ 1,5 A, 5 V/ 10 A) tandis que le tableau 2 indique ce qu'il faut changer pour avoir seulement 1 A sous 5 V (cas d'un système très réduit).

Nous vous rappelons que les alimentations symétriques n'ont pas besoin d'être construites tout de suite et on pourra s'en passer pour des raisons d'économies momentanées.

– Les deux transformateurs sont des modèles standard classiques : point n'est besoin qu'ils soient hautes performances, imprégnés, faibles fuites... ; les nôtres viennent de chez LAG.

– Les diodes ou le pont 2 A ne posent pas de problème ; la référence importe peu, il faut seulement s'occuper de la tension (100 V minimum) et de l'intensité (2 A minimum). Si vous le pouvez, choisissez des modèles pouvant se visser ou se plaquer contre une plaque d'alu servant de radiateur.

– Les diodes, ou le pont 10 A sont en général assez coûteux ; nous indiquons les références les moins chères mais nous vous signalons que certains revendeurs (Comptoir du Languedoc par exemple) disposent de ponts aux références « à coucher dehors » ou sans référence du tout, mais satisfaisant aux conditions 50 V 10 A. Choisissez un modèle à visser sur un radiateur (c'est presque toujours le cas pour ces intensités).

– Le chimique de filtrage de l'alimentation 5 V doit être aussi gros que possible, une première solution consiste à mettre un 4 700 µF 16 V classique ; mais une solution bien meilleure est de « fouiner » chez les revendeurs de surplus (ou dans leurs annonces) ; nous avons ainsi pu trouver un 20 000 µF 25 V moins cher qu'un 4 700 µF 15 V !!

Tableau 1. – Composants alimentations complètes

Repère	Types et équivalences	Remarques
4 x D_1	**Diodes** : 1N4720, IN4998, MR501, 1N1582, 1N5401 **Ponts** : MDA 201, BY 224/600, S 005	Voir texte
IC_1	MC 7812 KC, SFC 2812 RC, µA 7812 KC, LM 340 K 12	Régulateur + 12 V 1,5 A
IC_2	MC 7912 KC, IDB 2912 KC, µA 7912 KC, LM 320 K 12	Régulateur – 12 V 1,5 A
[illegible]	Primaire 220 V – Secondaire 2 x 18 V – 2 A	Voir texte
4 x D_2	**Diodes** : MR 1120, 1N 1199, 62R2, 1N 3889 BYX 61-50, BYX 72-150, BYX 98-300 **Ponts** : MDA 1200, MDA 980-1, JO 2	Voir texte
TH	BTY 91-400, BTW 30-300, BTW 45-400, ESM 248-50, 2N 1843, C 126 M...	Voir texte
T_1	TIP 29 A, 2N 3054, BD 165, BD 233, BD 241, 2N 2196, 71 T 2...	
T_2	2N 3055, TIP 3055, MJE 3055	Voir texte pour nombre
T_3	2N 2905 A, 2N 2907 A, BC 212, 213, 214, 157, 158, 159...	
D_z	BZX 46 C 4 V 7, BZY 88 C 4 V 7...	Diode zener 4,7 V 0,4 W
IC_3	SN 72723 N, LM 723 N, MC 1723 P, µA 723 N SFC 2723 EC	
TA	Primaire 220 V – Secondaire 9 V – 11 A	Voir texte
Potentiomètres	Ajustables carbone pour circuit imprimé	
Résistances	1/2 W, 5 % ou 10 % valeur sur schémas	
Condensateurs	Valeurs sur schémas	

Tableau 2. – Composants de l'alimentation 5 V pour la version 1 A

Repère	Types et équivalences	Remarques
4 x D_2	**Diodes** : 1N 4002, 4003, 4004, ESM 100, 1N 4383 **Ponts** : BY 179, BY 164	
T_2	2N 3055, MJE 3055, TIP 3055	1 seul nécessaire
TH	2N 2322, 2N 2323, 11 T4, BRY 54-100	
TA	Primaire 220 V – Secondaire 9 V 2 A	

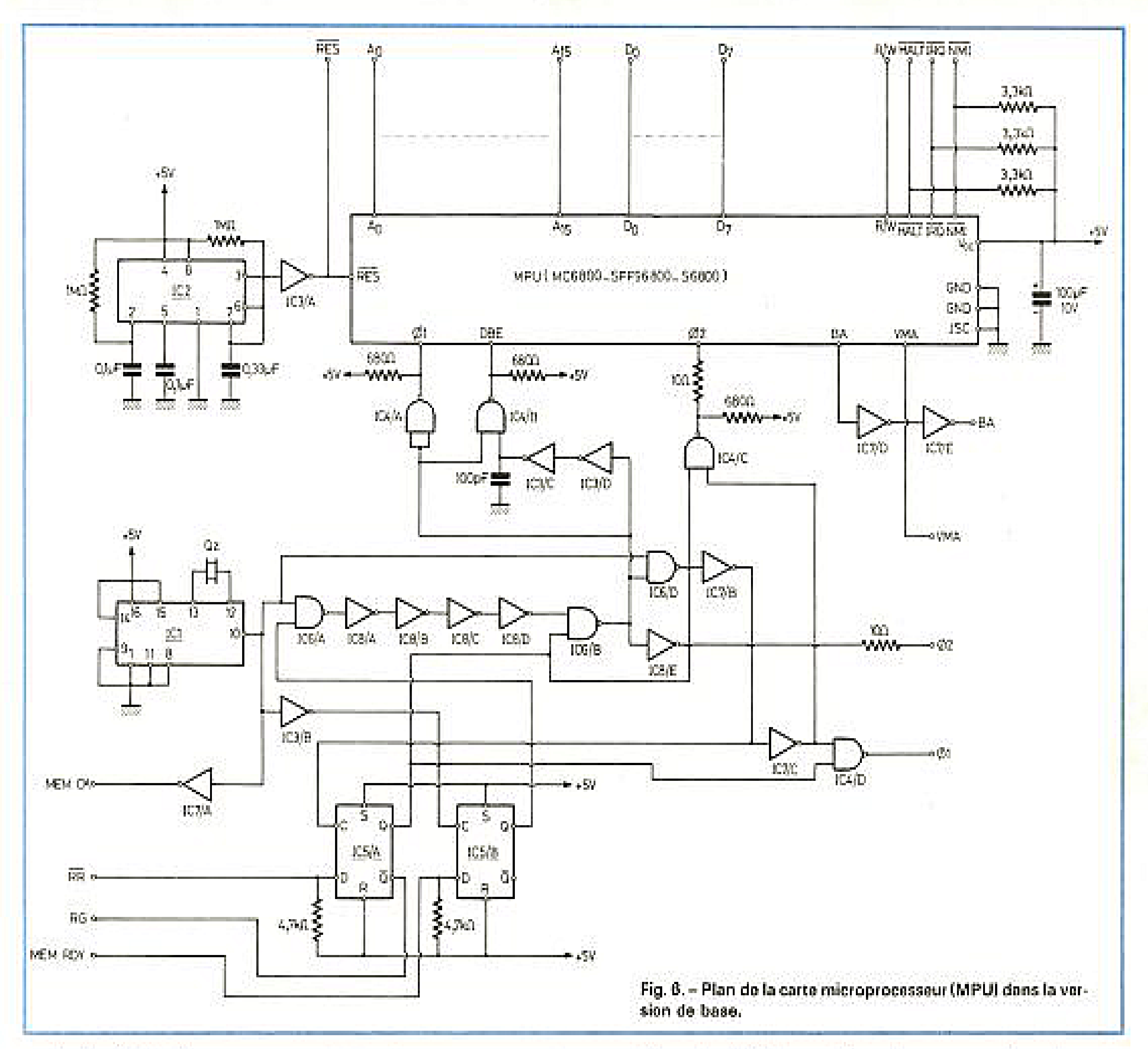


Fig. 6. – Plan de la carte microprocesseur (MPU) dans la version de base.

– Le (ou les) ballast est un 2N 3055. Dans un premier temps (jusqu'à la 4e carte environ), un seul suffit. Par la suite, il vous en faudra deux si ce sont des 2N 3055 de marque, et trois si ce sont des « déclassés ».

– le calcul de R_{sc}, résistance de limitation du courant de court-circuit s'effectue comme ci-dessous :

– Soit n le nombre de 2N 3055 un parallèle.

– Soit I_{cc} le courant de court-circuit en ampères :

nous avons :

$$R_{sc} \text{ en ohms} = n \times \frac{0{,}6}{I_{cc}}$$

Puissance de R_{sc} en watts $= R_{sc} \times I_{cc}^2$.

Pour le système de base : n = 1 ; I_{cc} = 1 A donc R_{sc} = 0,68 Ω (valeur normalisée) 1 W.

– Le thyristor peut être le composant le plus cher si l'on ne choisit pas bien ; n'importe quel modèle 20 A 50 V convient ; nous indiquons quelques références mais ici encore la remarque faite pour les diodes 10 A est valable ; le nôtre est un 35 A, 600 V, des surplus, et ce pour 5 F.

– Les autres composants sont classiques et le circuit imprimé est très accommodant.

La carte MPU

Cette carte supporte le microprocesseur et est donc le cœur de notre système présent et futur. Nous allons indiquer son schéma simplifié tel qu'il sera câblé pour la version de base. Pour ne pas avoir à démonter et à refaire des circuits imprimés certains composants, inutiles dans la version de base, sont déjà prévus ; d'autres seront remplacés (provisoirement) par des straps.

Le schéma est visible figure 6 et son apparente complexité ne doit pas vous inquiéter : nous allons en effet y regarder de plus près.

– Avant toute chose, nous vous signalons que les liaisons extérieures à la carte (bus d'adresses, bus de données, bus de contrôle) ont des définitions et des rôles normalisés au sein du matériel fourni par Motorola (ou ses secondes sources Sescosem et AMI), ce qui nous sera très utile par la suite. Pour l'instant nous vous demandons d'admettre la nécessité de certaines lignes de contrôle dont le rôle ne vous apparaîtra qu'à la mise en marche.

– Tous les termes nouveaux que nous emploierons seront explicités ; ceux qui ne le seront pas sont ceux étudiés le mois dernier. Allons-y ! Et pour cela passons en revue les pattes du MC 6800 :

– A_0 à A_{15} sont évidemment les lignes d'adresses destinées aux autres circuits (mémoires, interfaces, etc.). Il est normal que ces lignes sortent de la carte pour constituer le bus d'adresses.

– D_0 à D_7 sont les huit lignes de données ; mêmes remarques que ci-dessus ; elles

constituent le bus de données.

– R/W (de l'anglais Read/Write) est la ligne qui indique si le microprocesseur lit ou écrit : c'est-à-dire si les informations rentrent dans le MPU (lecture) ou en sortent (écriture).

– $\overline{IRQ}$ et $\overline{NMI}$ ne nous intéressent pas pour l'instant, de même que $\overline{HALT}$.

– VMA indique si les signaux présents sur le bus d'adresse sont valables, c'est-à-dire fournis par le MPU ou non (VMA signifie Valid Memory Address).

– BA indique que le MPU ne se sert pas du bus d'adresse et que ses pattes A_0 à A_{15} sont déconnectées : nous pouvons donc, quand BA est à 1, faire ce que nous voulons avec les adresses.

– DBE est une entrée qui permet de « débrancher » de l'intérieur le microprocesseur de D_0 à D_7 et rend ainsi le bus de données disponible.

– Ø 1 et Ø 2 sont les deux entrées de l'horloge du MPU.

– $\overline{RES}$ est l'entrée de remise à zéro dont nous allons voir le rôle.

Le MPU (abréviation très pratique pour microprocesseur ; de l'anglais Micro Processing Unit) demande une horloge à deux phases Ø 1 et Ø 2) aux caractéristiques particulières. Pour nous, nous considérons l'horloge comme un générateur de signaux carrés (réalisé autour de IC_1, oscillateur à quartz TTL) à deux sorties en opposition de phase. L'oscillation à 1 MHZ (la fréquence est importante ainsi que le pilotage par quartz) sortant de IC_1 est amenée à la forme et aux caractéristiques voulues par l'ensemble de portes et d'inverseurs situés entre IC_1 et Ø 1, Ø 2. Deux bascules type D nous permettront, plus tard, certaines fantaisies que nous expliquerons au moment opportun. Le circuit MC 6800 étant un circuit MOS, il faut utiliser entre les composants TTL et les entrées Ø 1, Ø 2 et DBE des circuits spéciaux d'adaptation ; c'est le rôle de IC_4. D'autre part, sous les transferts d'information entre le MPU et l'extérieur se faisant au rythme de l'horloge, Ø 1 et Ø 2 sont disponibles sur le connecteur de la carte.

Nous avons vu, le mois dernier, au milieu du paragraphe C, qu'à la mise sous tension, le PC devait être initialisé, c'est-à-dire devait contenir une certaine valeur numérique représentant l'adresse de début d'un programme. Pour ce faire, il faut appliquer un niveau logique « 0 » sur l'entrée $\overline{RES}$ du MPU, à la mise sous tension ; c'est le rôle de IC_2 (monostable 555). L'utilisateur peut être amené, dans certains cas, à exécuter une telle opération même avec le système sous-tension ; pour cette raison la ligne $\overline{RES}$ est disponible sur le connecteur de la carte.

Les lignes $\overline{HALT}$, $\overline{NMI}$, $\overline{IRQ}$, dont nous ignorerons le rôle, sont reliées au + 5 V par des résistances de charge et sont disponibles sur le connecteur de la carte.

Nous ne l'avons pas dit dès le début, mais sur la figure 6 toutes les liaisons ayant un nom et aboutissant à un « petit

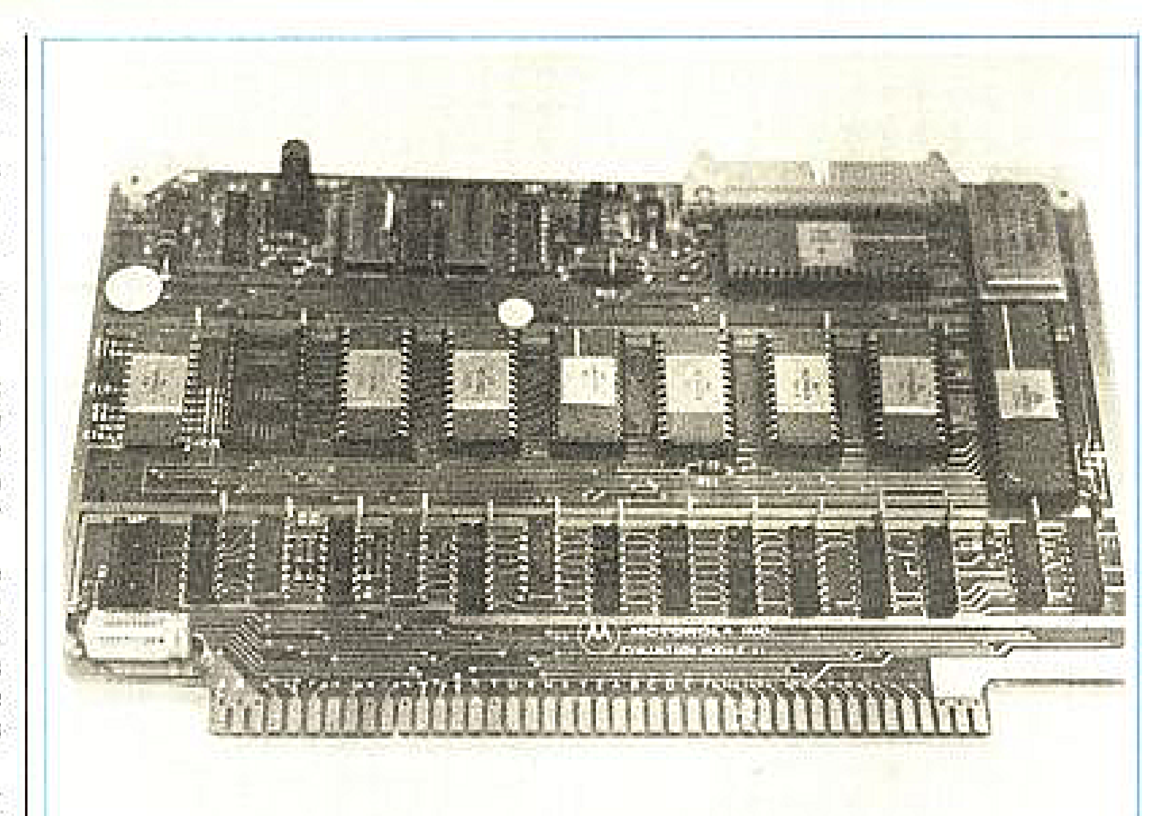


Photo C. – Un des premiers kits d'initiation au 6800. Son seul défaut : il faut employer un télétype.

Tableau 3. – Composants de la carte MPU

Repère	Type	Remarque
IC_1	SN 74 LS 124 ; DM 74 LS 124, MC 74 LS 124	74 LS 124 TTL
IC_2	NE 555, MC 14555, SN 72555	555 (Timer)
IC_3 IC_7 IC_8	SN 7404 N, DM 7404 N, MC 7404 P, SFC 404 E N 7404 N, SN 7404 N...	7404 TTL
IC_5	SN 7474 N, DM 7474 N, MC 7479 P, SFC 474 E	7474 TTL
IC_6	SN 7400 N, DM 7400 N, MC 7400 P, SFC 400 E	7400 TTL
IC_4	MC 3459	MOTOROLA
MPU	MC 6800 P (Motorola) SFF 96800 (Sescosem) S 6800 (AMI)	Boîtier plastique Boîtier plastique ? Boîtier plastique ?
Résistances	1/2 ou 1/4 W 5 ou 10 %	
Q_z	Quartz 1 MHz	Grande précision inutile
2 connecteurs	Connecteurs encartables 2 x 43 contacts au pas de 3,96 mm	

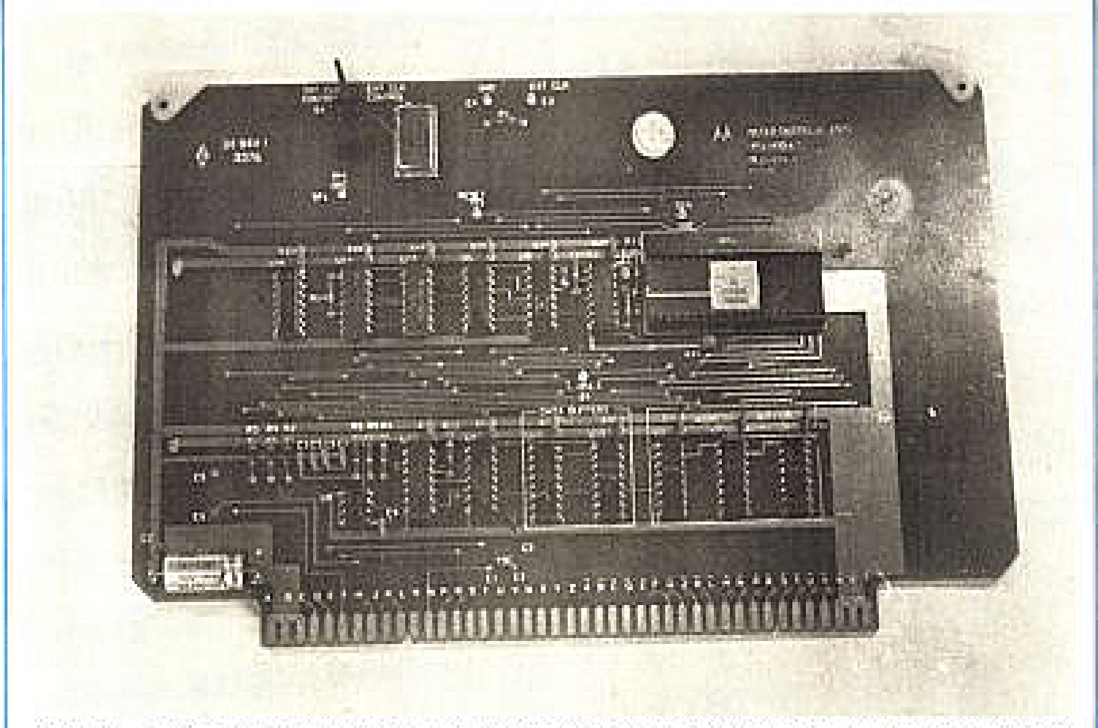


Photo D. – Une réalisation commerciale (Motorola) de notre carte microprocesseur dans sa version complète.

rond » sont disponibles sur le connecteur situé à une extrémité de la carte imprimée.

Les composants de la carte MPU

Leur liste figure dans le tableau 3 ; ils sont peu nombreux et classiques ; les commentaires seront donc réduits.

– Bien que sur la figure 6 il n'y ait que 4 portes NAND 2 entrées, vous trouvez 2 boîtiers dans la nomenclature : cela à cause de la répartition des portes sur le circuit imprimé (qui est prévu pour les extensions futures) ; de même pour les inverseurs. Vu le prix de ces boîtiers, nous ne pensons pas que ce soit une gêne.

– Le circuit IC_4 n'est pas à remplacer par un quelconque équivalent sous peine de non fonctionnement total.

– Tous les circuits étant montés sur connecteur, nous vous indiquons le type de connecteur à vous procurer ; il vous en faut deux pour la version de base (1 pour la carte MPU, 1 pour la carte ICAM) ; point n'est besoin de prendre des modèles professionnels, à contacts dorés, etc. Même des modèles des surplus, pourvu qu'ils soient en bas état, conviennent.

– Pour des raisons de facilités de réalisation, nous vous conseillons l'emploi de supports pour les circuits intégrés. Afin que cela ne grève pas trop le prix de revient, nous vous conseillons les pattes métalliques en bandes vendues par 100 ou 1 000 et que l'on coupe à la bonne longueur pour faire des supports (voir Radio MJ par exemple) ; leur rapport qualité prix est imbattable.

– Le seul composant particulier est le MPU ; il s'agit du MC 6800 (Motorola) ou du SFF 96800 (Sescosem ou du S 6800 (AMI). Pour des raisons de prix de revient, achetez ce circuit en version boîtier plastique (à préciser lors de la commande ou de l'achat) : vous y gagnerez environ 40 F. A l'heure où nous écrivons ces lignes, nous savons que la version plastique existe chez Motorola (MC 6800 P) mais nous ignorons si c'est le cas chez les deux autres constructeurs. De toutes façons vous trouverez une liste des dépositaires officiels Motorola en fin d'article.

– Le quartz 1 MHz n'a pas besoin d'être précis ; deux zéros après la virgule suffisent amplement, ce qui permet de l'acheter dans les magasins de surplus disposant de quartz FT 243 ou équivalents.



Photo E. – Une de nos sources d'inspiration, « l'exerciser » de Motorola.

Nota : Les traits horizontaux sur les instructions indiquent que la validation est effective pour un signal 0 en logique positive.

Pour finir

Le mois prochain, nous réaliserons une partie du boîtier ; nous y logerons l'alimentation, nous étudierons le schéma de la carte ICAM (fig. 1 et texte) et nous nous préparerons pour le grand saut du mois suivant : mise en service et exemples d'utilisation (ils seront très nombreux, même pour le système de base).

Nous invitons les lecteurs, intéressés par cette réalisation et auxquels quelques points pourraient paraître obscurs, à écrire à l'auteur de l'article (à l'adresse du journal) ; il vous sera répondu directement (comme à l'accoutumée) ou alors, si les demandes concernant un problème particulier sont trop nombreuses, nous y reviendrons en cours de description.

Nous vous souhaitons une bonne recherche de composants en suivant nos conseils et nous vous disons au mois prochain...

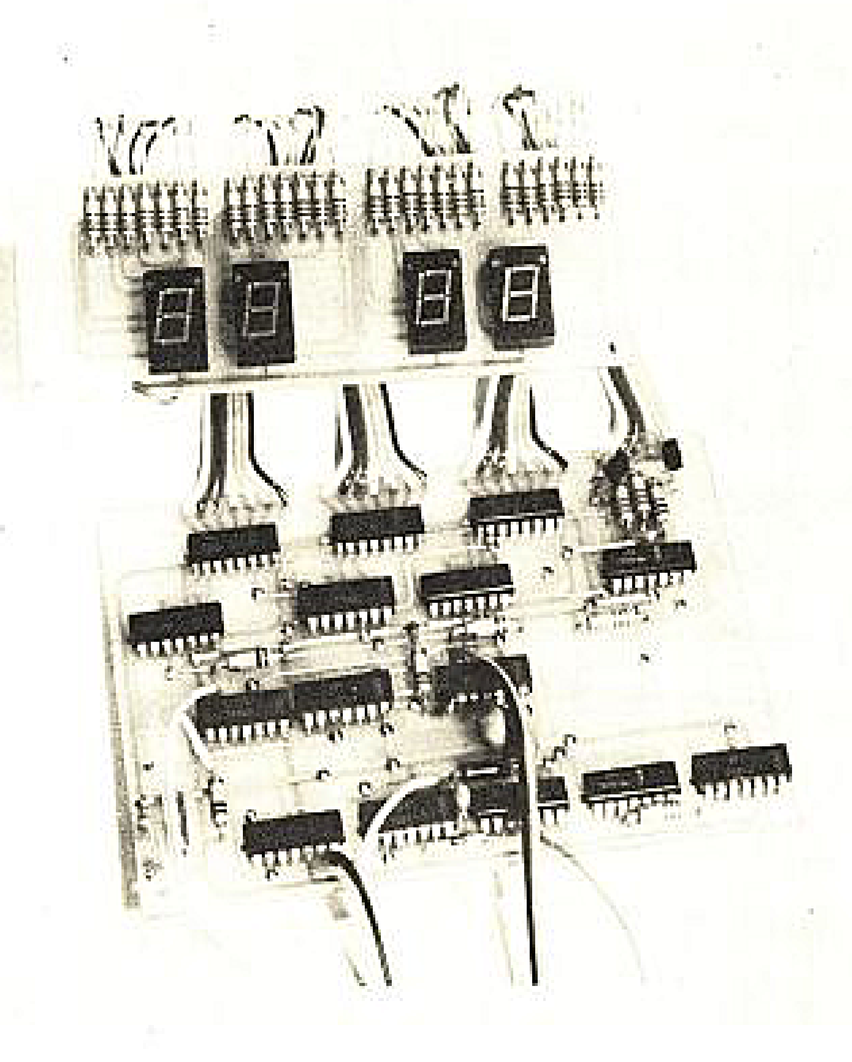
(à suivre)

C. TAVERNIER

Liste des revendeurs officiels Motorola :

- CELDIS S.A., 53, rue Charles-Frérot, 94250 Gentilly.
- F. FEUTRIER, rue des trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez.
- F. FEUTRIER, 93, rue des Fusillés-de-la-Résistance, 92150 Suresnes.
- Gros S.A., 13, rue Victor-Hugo, 59350 Saint-André-les-Lille.
- GROS S.A., 14, avenue Général-Leclerc, 54000 Nancy.
- SCAIB S.A., 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis.
- TOUTELECTRIC, 15-17, boulevard Bonrepos, 31000 Toulouse.

REALISEZ : cette horloge digitale



DES horloges digitales, on a déjà eu l'occasion d'en rencontrer dans notre revue (ou dans nos revues sœurs). Celles-ci n'étaient que des réalisations commerciales et seul le kit complet pouvait être acquis, ce qui est déjà un handicap, mais pas le plus important. Les fabricants de semi-conducteurs ont étudié et mis au point de grosses puces à 28 pattes, ces puces à l'exception de quelques composants passifs et des afficheurs permettent de réaliser une horloge digitale. Ceci est intéressant pour la miniaturisation, mais quel malheur le jour où la puce est malade ! l'horloge se retrouve à la poubelle, car elle est indépannable. Quel pincement au cœur quand on doit en mettre pour 200 francs aux ordures, même quand on vit au siècle de la consommation ; c'est cela le plus important.

L'horloge digitale que nous proposons à nos lecteurs est entièrement équipée de circuits intégrés que l'on trouve partout, ce sont des circuits intégrés TTL de la famille 7400, bien sûr il y en a quinze et si le schéma de principe semble fort complexe, la réalisation est enfantine. Le plus important, comme il y a quinze puces à 14 ou 16 pattes, si l'horloge tombe en panne, elle est facilement réparable à peu de frais, un circuit 7400 coûte actuellement 2 francs.

Dans la conception de cette horloge digitale, on a recherché la sécurité de fonctionnement et un coût modeste. L'affichage est à base de LEDS, la base de temps étant fournie par la fréquence du secteur. La dérive maximale peut atteindre 10 secondes, mais sur plusieurs jours elle est annulée puisque les réseaux européens rattrapent les déviations.

On peut donc admettre que l'exactitude d'une horloge pilotée par la fréquence du secteur équivaut à celle d'une horloge autonome à quartz.

I – Le synoptique de l'horloge digitale

Il suffit de se reporter à la figure 1 pour retrouver les différents blocs de cette horloge, en partant de l'alimentation. Comme nous venons de le signaler, l'horloge est pilotée par la fréquence du secteur, soit le 50 Hz. Cette fréquence est appliquée au premier étage qui est un « Formeur d'impulsions ».

La tension alternative prélevée au transformateur d'alimentation se retrouve rabotée aux deux sommets et c'est un signal carré de même fréquence (50 Hz) qui sort du « Formeur ».

Un diviseur de fréquence par 30, donne en sortie des impulsions dont la durée est de 0,6 seconde (f = 1,66 Hz). Un circuit annexe « circuit de mise à l'heure » permet de mettre l'horloge à l'heure (heures et minutes bien entendu !).

Les impulsions de f = 1,66 Hz sont redivisées par 100, ce qui donne des impulsions de 0,0166 Hz. Ce deuxième diviseur n'est pas là par hasard, il suffit pour s'en persuader de calculer la période relative à cette fréquence :

$$t = \frac{1}{f} = \frac{1}{0{,}0166} = 60 \text{ secondes} = 1 \text{ minute}$$

Ces impulsions sont appliquées au compteur qui lui, va piloter le décodeur et enfin l'affichage va visualiser ces impulsions, affichage basé sur les 7 segments de 13 mm de hauteur.

Comme nous avons affaire à des circuits intégrés TTL, la tension d'alimentation est de + 5 volts.

II – Le système de principe de l'horloge digitale

Il ne faut pas s'affoler devant ce nombre impressionnant de circuits intégrés, il suffit de décomposer les différents blocs du synoptique de la figure 1.

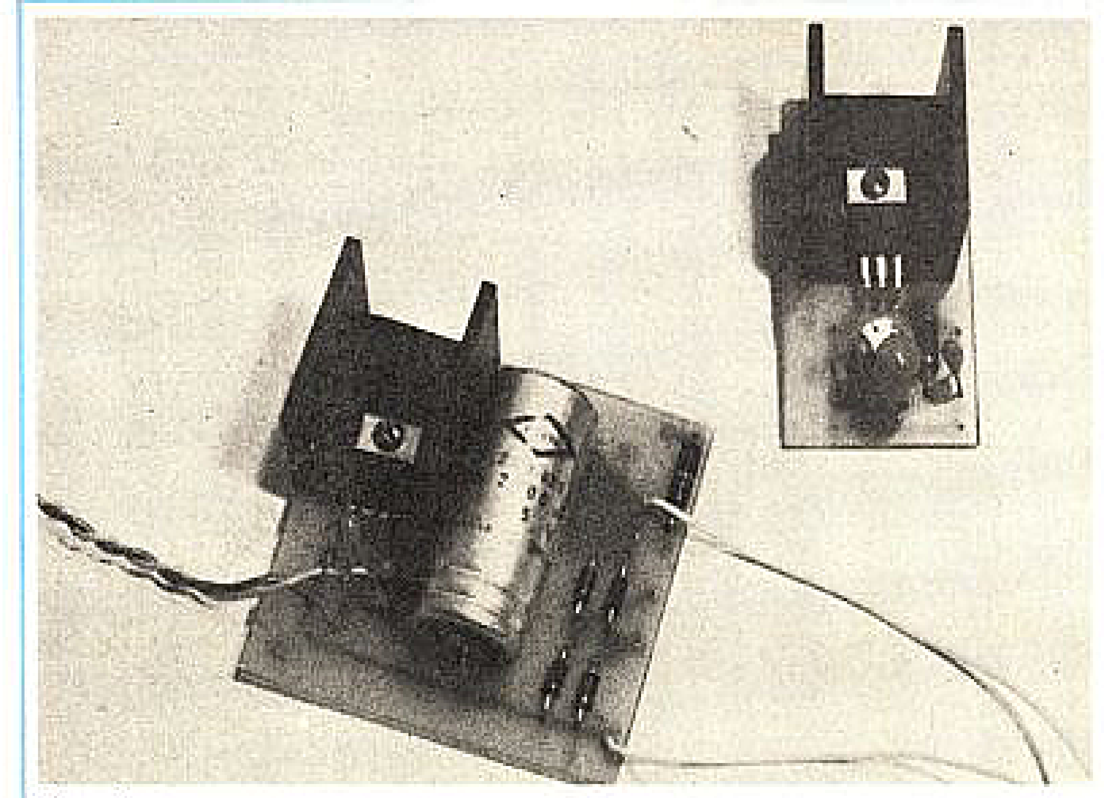


Photo 1

Tout d'abord un signal alternatif sinusoïdal est appliqué à IC_{11}, un 1/2 7413.

Les « pins » 1 - 2 - 4 et 5 du 7413 sont reliées ensemble et découplées à la masse par un condensateur C_2 / 1 µF. Il s'agit d'un Trigger de Schmitt. Le 7413 est encapsulé dans un boîtier Dual in Line à 14 pattes comme l'indique la figure 3. Cette même figure permet de comprendre le fonctionnement et l'intérêt de cette bascule de Schmitt. Un signal quelconque présent à l'entrée du 7413 « INPUT » se retrouve en sortie « OUTPUT » sous forme d'impulsions. Dans notre utilisation, le 7413 convertit la fréquence sinusoïdale de 50 Hz en signaux carrés de même fréquence, qui commande un double bistable IC_{12}/7473 (division par 3).

Celui-ci est suivi d'un compteur à décade IC_{13}/7490. La fréquence est dès lors de 50 Hz : (3 x 10) = 1,666 Hz. Ce signal servira à la mise à l'heure, puis il est encore une fois divisé par deux compteurs à décade (division par 100 avec IC_9 et IC_{10}/7490) pour aboutir à la fréquence de 0,0166 Hz. Celle-ci correspond à une durée périodique :

$$t = \frac{1}{f} = \frac{1}{0{,}0166} = 60 \text{ secondes} = 1 \text{ minute}$$

Cette impulsion commande le compteur. Celui-ci est composé d'un compteur minutes et d'un compteur heures. Chacun possède deux étages pour les unités (0... 9) et les dizaines (0... 9 et 0... 2). Les compteurs unités-minutes et unités-heures comportent chacun un compteur à décade 7490 (IC_8 et IC_4).

Le compteur dizaines-minu-

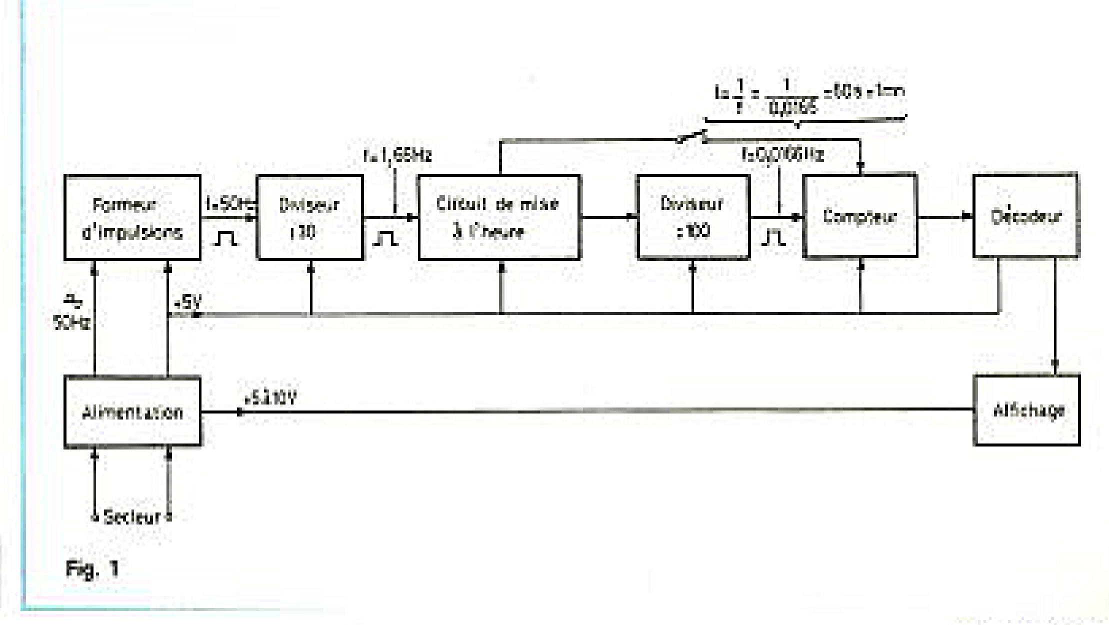


Fig. 1

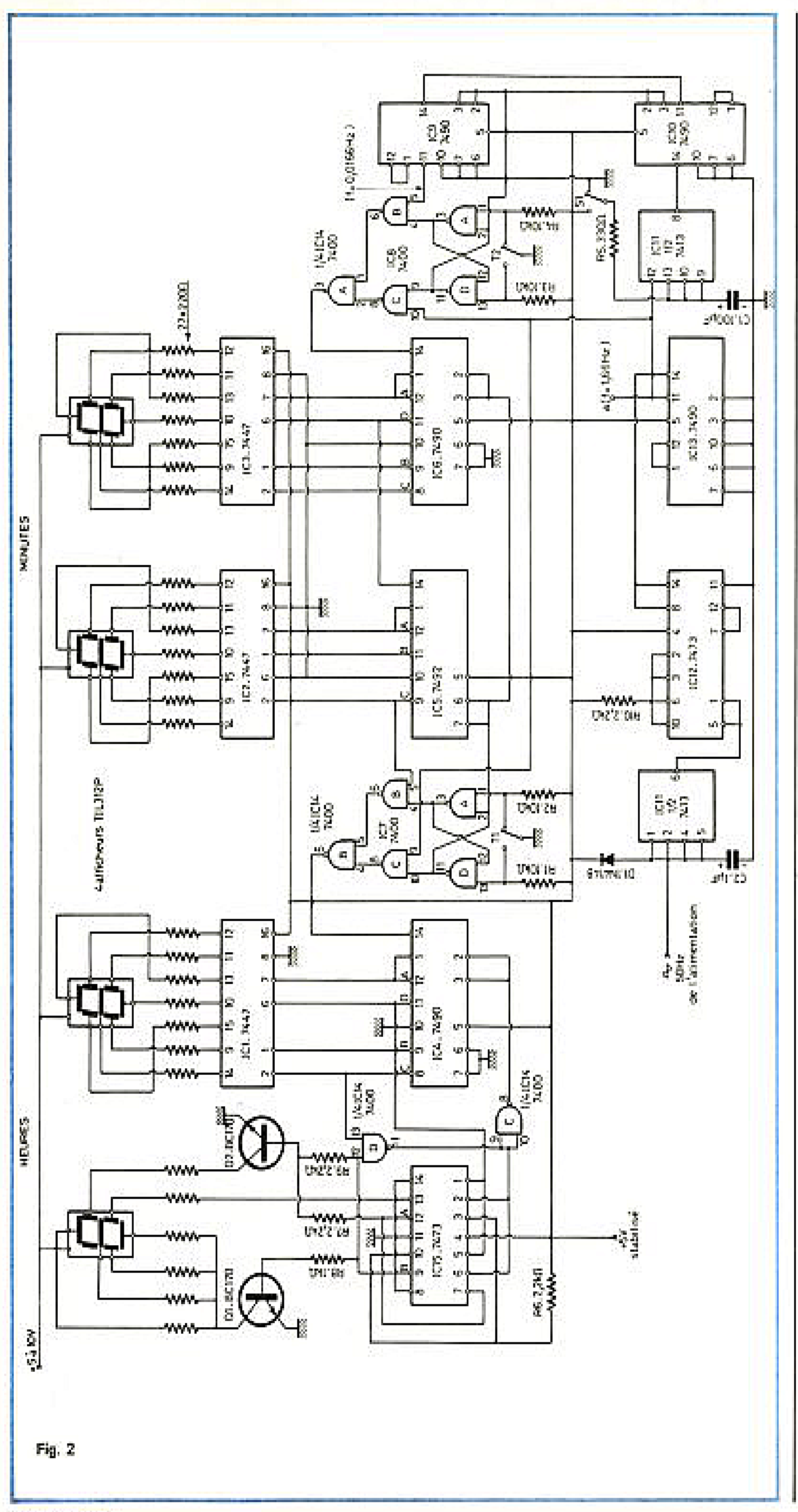


Fig. 2

tes est composé d'un diviseur par 6 (1/2 de IC_5/7492) et le compteur dizaines-heures d'un double bistable IC_{14}/7473.

Le compteur global est asynchrone, c'est le dispositif le plus simple, les délais de commutation ne jouant guère de rôle dans une fréquence de comptage de cet ordre.

A 24.00 H, les deux entrées 12 et 13 du NAND(D) 1/4 de IC_{14}/7400 sont High pour la première fois, de sorte que la sortie (Low) mette les deux entrées Clear du double bistable du compteur dizaines-heures sur 0.

Ce signal est simultanément inversé par le NAND(C) de IC_{14} pour mettre à 0 le compteur unités-heures. Les compteurs minutes sont déjà à 0.

Pour mettre l'horloge à l'heure, on transmet le signal de f = 1,666 Hz directement sur le compteur minutes ou heures à l'aide des commutateurs T_1 et T_2.

1) A l'aide du commutateur S_1, on coupe l'entrée du diviseur par 100.

2) En actionnant la touche T_1, le signal de 1,666 Hz est transmis au compteur heures. Lorsque l'afficheur atteint l'heure voulue, on relâche la touche. Durant ce réglage, le compteur minutes va sur 0.

3) En actionnant la touche T_2, le signal de 1,666 Hz est transmis au compteur minutes. Lorsque l'afficheur atteint le minutage désiré, on relâche la touche.

Durant ce réglage, le diviseur par 100 est mis sur 0.

4) Le commutateur S_1 est remis en position initiale, au moment où s'annonce une minute complète.

Les portes NAND A et D de IC_7 et A et D de IC_8/7400 forment des bistables qui servent à supprimer le rebond des touches T_1 et T_2.

Sur le schéma, les commutateurs T_1 - T_2 et S_1 sont en position de repos, c'est-à-dire que les sorties de D (IC_7) et D (IC_8) sont sur Low, C (IC_7) et C (IC_8) sont bloquées. Le signal de 1,666 Hz aux entrées de C (IC_7 et IC_8) n'est donc pas

transmis. Par contre, les sorties de A (IC_7) et (IC_8) sont High, de sorte que B de IC_7 et IC_8 transmettent les impulsions minutes et heures aux compteurs à travers les NAND B et A de IC_{14}.

Lorsque la touche T_1 est enfoncée pour le réglage heures, la bascule A et D de IC_7 change d'état et interrompt la liaison entre la sortie du compteur minute et l'entrée du compteur heures. Simultanément le signal de 1,666 Hz est transmis à travers B de IC_{14} et C de IC_7 à l'entrée du compteur heures, qui compte suivant ce rythme jusqu'à relâchement de la touche.

Par les entrées « Reset » (broches 2 et 3) branchées à la sortie du NAND D de IC_7, les 7490 et 7492 (IC_6 et IC_5) du compteur minutes est remis sur 0 lorsque l'on appuie sur T_1, de sorte qu'aucune impulsion ne soit transmise au compteur heures au moment d'appuyer sur T_2.

Le réglage des minutes se fait de façon identique.

L'affichage à 7 segments à anode commune est le plus courant. Comme les compteurs délivrent un signal binaire, celui-ci devra être décodé avant de commander l'affichage. Pour les minutes et les unités heures nous utilisons trois décodeurs drivers BCD pour 7 segments du type 7447.

Pour les dizaines-heures, deux transistors suffisent.

Les afficheurs 7 segments exigent par segment une consommation de 15 mA environ, déterminé par les résistances série de 220 Ω. Pour ne pas surcharger la stabilisation + 5 volts nécessaire aux circuits intégrés TTL, une deuxième alimentation est prévue pour le module affichage.

III – Réalisation de la maquette « horloge digitale »

Cette maquette va être réalisée sous forme modulaire, le module principal regroupant

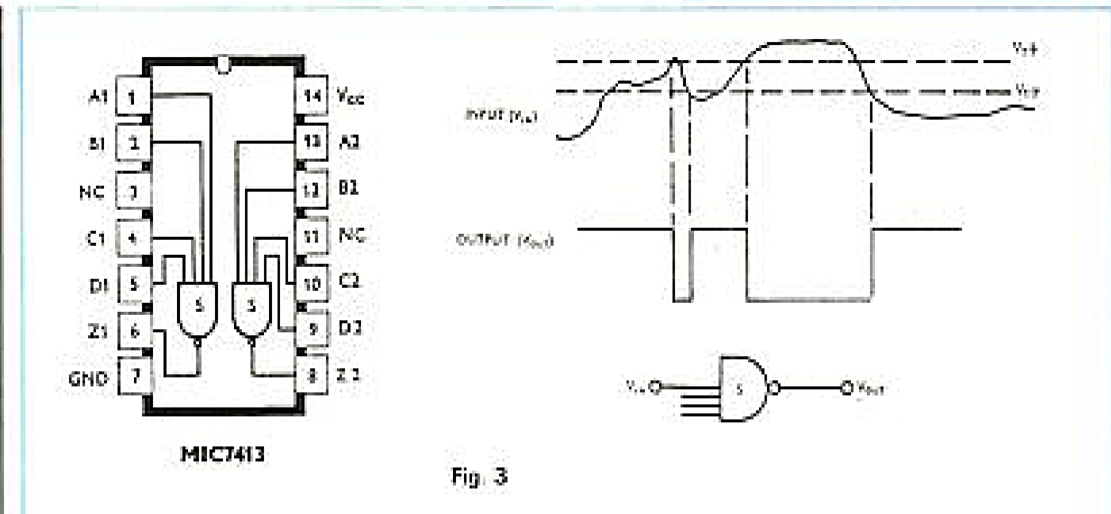


Fig. 3

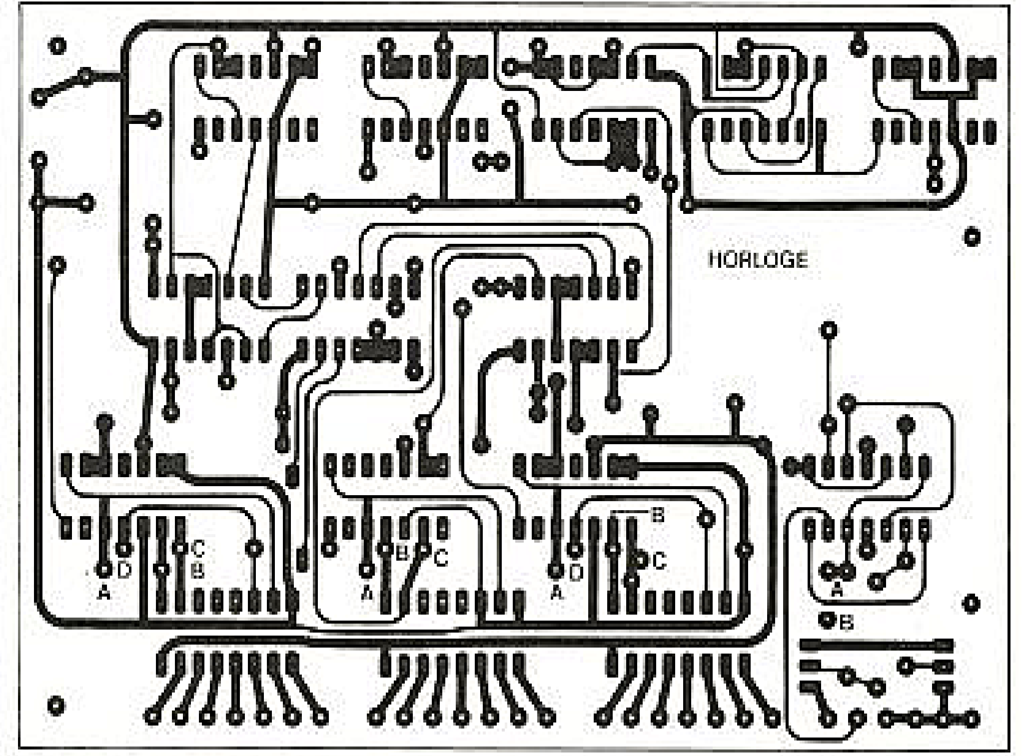


Fig. 4

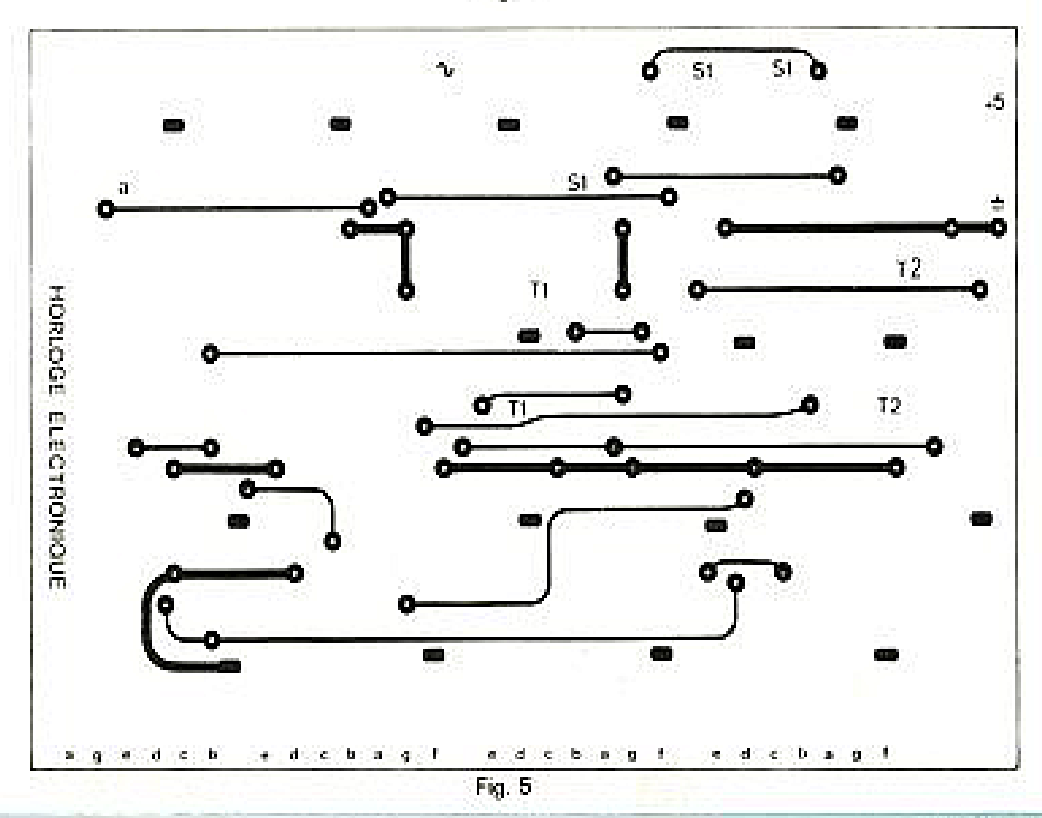


Fig. 5

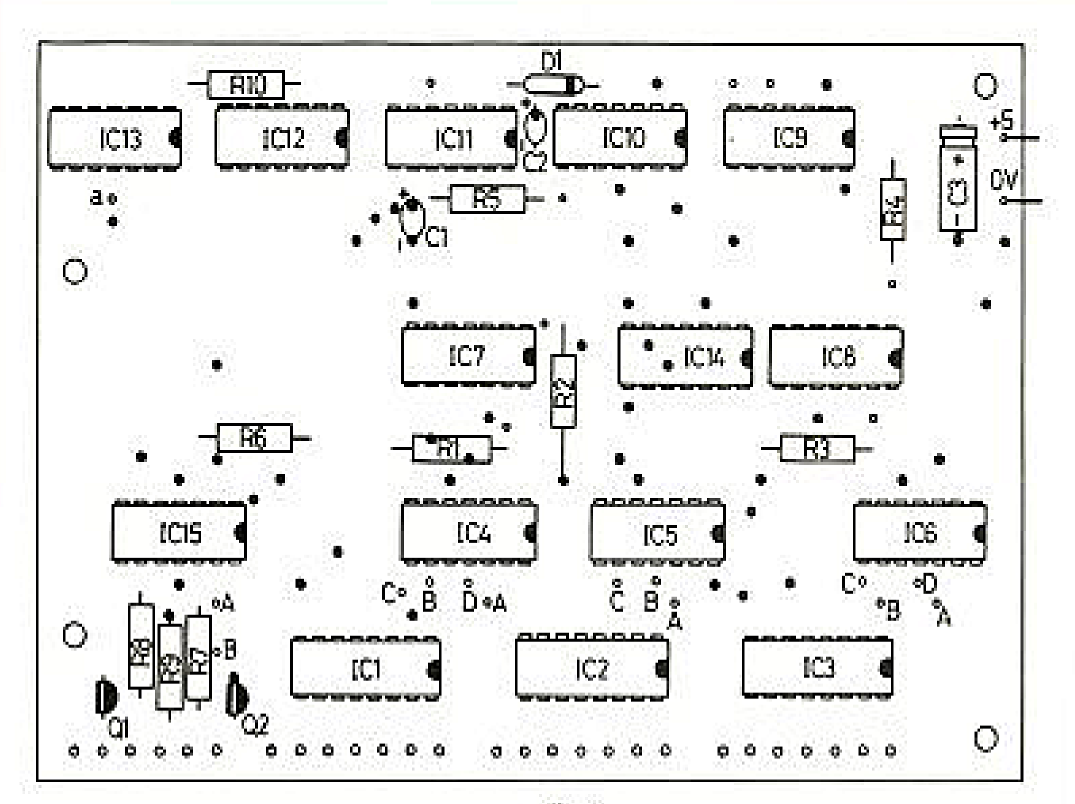


Fig. 6

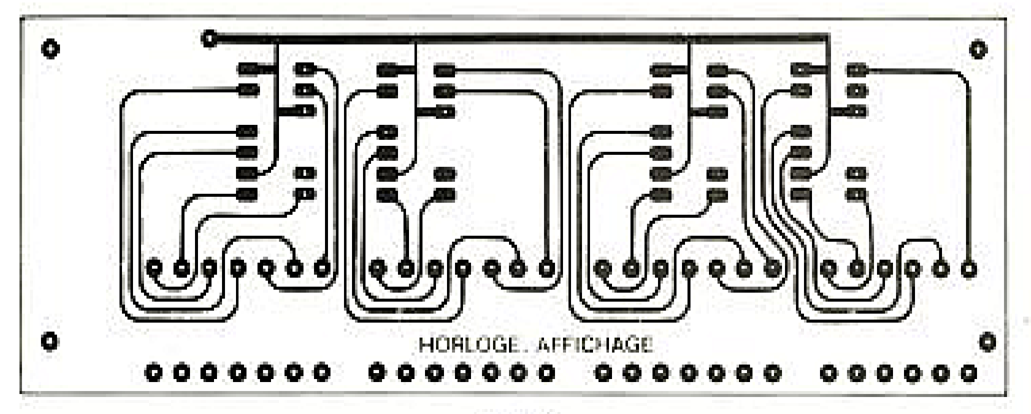


Fig. 7

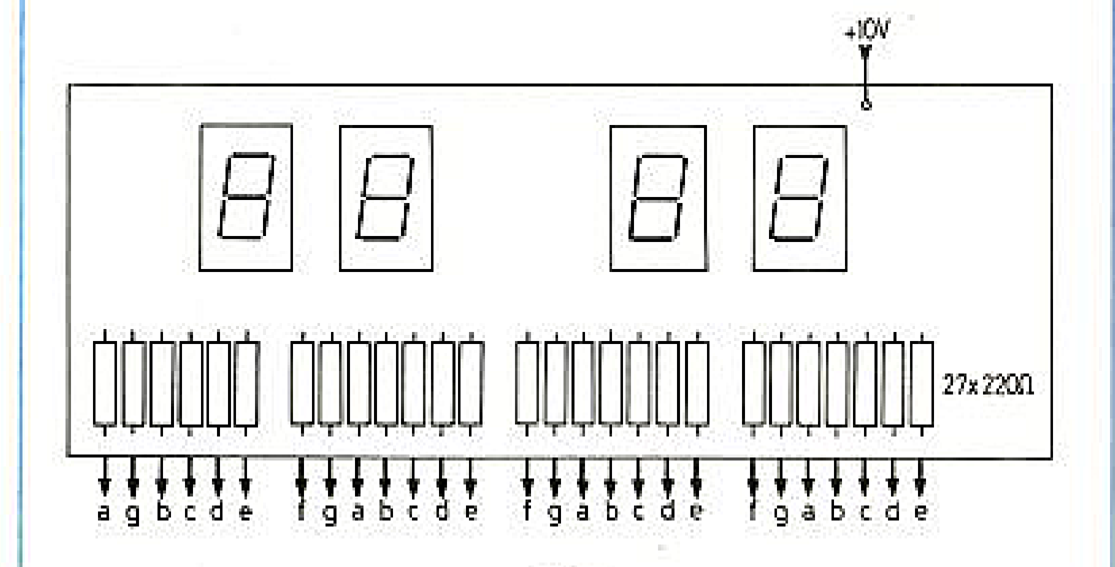


Fig. 8

les 15 circuits intégrés TTL. Un deuxième module va recevoir les afficheurs 7 segments et les résistances de 220 Ω. Deux autres modules serviront d'alimentations, l'une pour les circuits intégrés TTL et l'autre pour les afficheurs.

A) Le module horloge digitale

1) Le circuit imprimé :

Implanter 15 circuits intégrés n'est pas chose facile si on veut que les dimensions du circuit imprimé restent faibles. De plus implanter 15 circuits intégrés sur une plaquette simple face est à notre avis impossible. Pour cette raison, nous nous sommes retrouvés avec un CI double face aux dimensions de 134 x 90 mm.

Graver une plaquette « double face » n'est pas plus délicat que pour un CI simple face mais il est indispensable d'utiliser du circuit photosensibilisé et de travailler avec soin et précision.

Il faut tout d'abord reproduire les figures 4 et 5 qui sont les deux faces du circuit imprimé, figures bien entendu proposées aux lecteurs à l'échelle 1.

Le côté composants (fig. 5) est beaucoup moins chargé en liaisons.

Le meilleur procédé et le plus rapide est de photographier ces deux figures, si on ne peut le faire soi-même, on peut demander de l'aide à un photographe professionnel. Ainsi, on sera certain d'avoir deux clichés se superposant exactement, ce qui est impératif pour les pastilles servant de traversées.

Le deuxième procédé, le plus classique, est de calquer les figures 4 et 5 sur une feuille de mylar en s'aidant de pastilles de ⌀ 2,54 mm, de bandes de 1,27 et 2,54 mm de largeur et de boîtiers autocollants Dual in Line 14 pattes. Ce n'est pas compliqué, mais il faut de la patience et travailler avec soin.

Ce premier travail terminé, on colle les deux mylars de part et d'autre d'une barrette de circuit imprimé de 2 cm de large et d'une longueur de 140 mm. Là il faut soigneusement vérifier que les deux faces se

superposent exactement, on s'en rend compte au niveau des pastilles de traversées. La gravure du circuit double face est simple, la plaquette photosensibilisée pour positif est prise en sandwich entre les deux clichés. On insole de part et d'autre aux ultraviolets, on révèle, on grave, la suite des opérations est identique à tout circuit imprimé.

Avant de commencer le perçage, on regarde la plaquette imprimée à la lumière afin de voir si les deux faces se superposent bien, s'il n'y a pas eu de glissement, ce qui serait catastrophique !

Tous les perçages sont effectués avec un foret de Ø 0,8 mm. Ce travail terminé (il y en a pour un bon moment !), on désoxyde les pistes cuivrées en les frottant avec un tampon Jex. Cette opération redonne au cuivre son éclat métallique ce qui évitera surtout lors du câblage de « cramer » les circuits intégrés en les surchauffant, l'adhérence de la soudure doit être instantanée.

2) Câblage du module :

Le plan de câblage est celui de la figure 6. A part les circuits intégrés, il y a peu de composants à mettre en place.

Avant toute chose, il faut commencer par souder toutes les traversées. Ces traversées sont symbolisées sur cette figure 6 par des points noirs. Elles seront réalisées avec des queues de résistance ou du fil de cuivre étamé de Ø 8/10 mm. Ces traversées permettront d'établir les liaisons électriques entre les deux faces du circuit imprimé. Dans l'industrie, on fait appel aux trous métallisés, mais nous n'en sommes pas là !

Certaines queues de composants, tels que R_2 - C_1 - Q_2 servent directement de traversées, il ne faudra surtout pas oublier de souder ces queues des deux côtés de la plaquette.

Tous les composants étant repérés par leur symbole électrique, il suffit de se reporter à la nomenclature détaillée pour connaître la valeur de chacun d'eux.

Bien veiller à l'orientation des circuits intégrés, car une

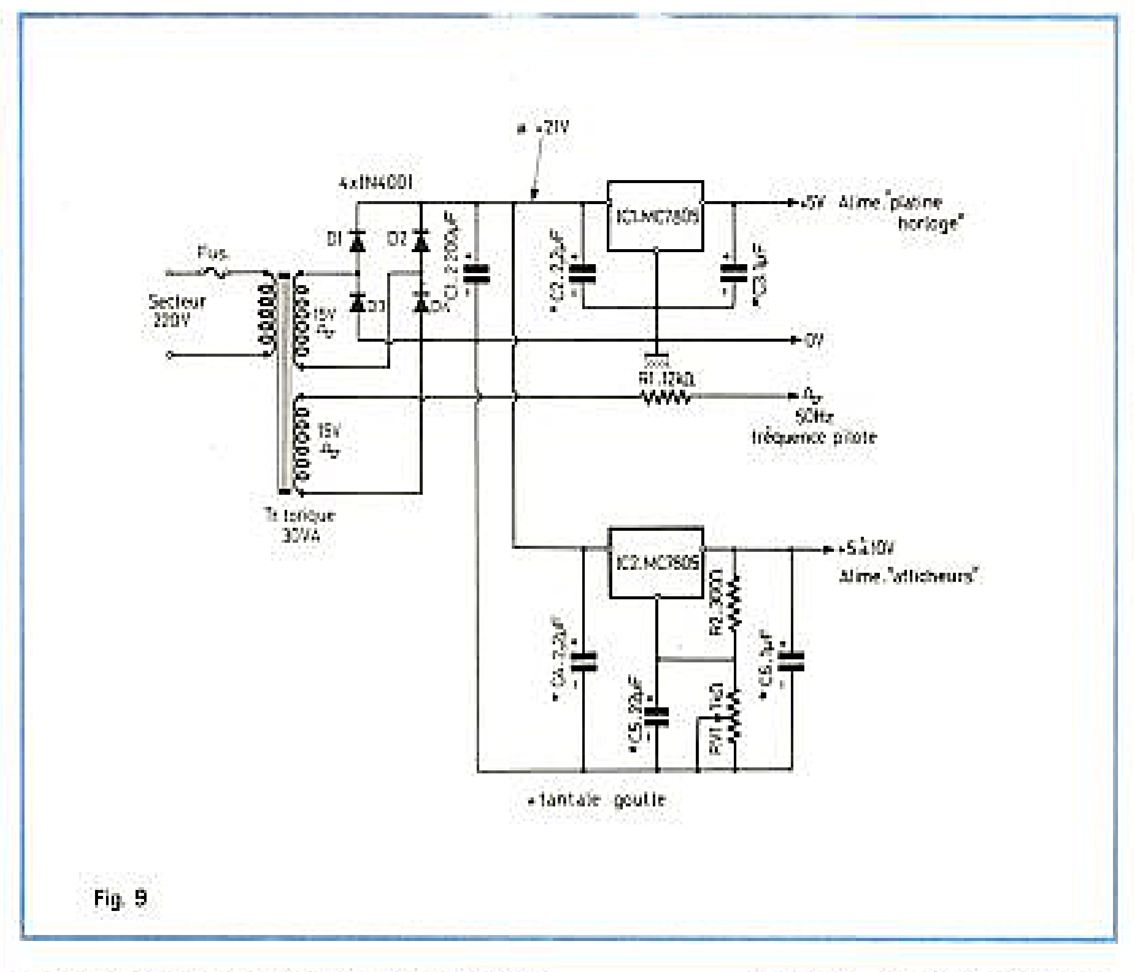


Fig. 9

fois mis en place et soudé, il ne sera plus question d'enlever un tel composant sans le détériorer, même si on possède une pompe à dessouder.

Les lecteurs prudents préféreront sans doute utiliser des supports Dual in Line à 14 et 16 broches, dans ce cas pas de problème.

3) Nomenclature des composants :

– Semiconducteurs :
D_1 : 1N 4148
Q_1, Q_2 : BC 170
IC_1, IC_2, IC_3 : MIC 7447 ou SN 7447
IC_4, IC_6, IC_9, IC_{10}, IC_{13} : MIC 7490 ou SN 7490
IC_{12}, IC_{15} : MIC 7473 ou SN 7473
IC_5 : MIC 7492 ou SN 7492
IC_{11} : MIC 7413 ou SN 7413
IC_7, IC_8, IC_{14} : MIC 7400 ou SN 7400
– Condensateurs :
C_1 : 100 µF/ 6 V tantale goutte
C_2 : 1 µF/ 10 V tantale goutte
C_3 : 4,7 µF/ 16 V tantale
– Résistances ± 5 % à couche 1/2 W :
R_1, R_2, R_3, R_4 : 10 kΩ
R_5 : 330 Ω
R_6, R_7, R_9, R_{10} : 2,2 kΩ
R_8 : 1 kΩ

B) Le module afficheur 7 segments

1) Le circuit imprimé :

Ici tout est beaucoup plus simple, puisqu'il s'agit d'une plaquette simple face aux dimensions de 134 x 46 mm, proposée à l'échelle 1 figure 7.

Il faudra positionner les pastilles recevant les afficheurs avec beaucoup de soins, il est intéressant d'utiliser à cet effet des boîtiers autocollants Dual in Line 14 broches.

2) Câblage du module :

Le plan de câblage est des plus simples. Proposé à la figure 8, celui-ci ne peut autoriser aucune erreur.

Il suffit de souder 27 résistances identiques et 4 afficheurs à anode commune.

3) Nomenclature des composants du module afficheur :
– 27 résistances de 220 Ω, ± 5 %, 1/2 W
– 4 afficheurs TIL 312 P à anode commune (hauteur des chiffres : 13 mm).

C) L'alimentation de l'horloge digitale

Le schéma de principe de cette alimentation est proposé à la figure 9. Il est simple et fait appel à 2 régulateurs MC 7805.

Un transformateur d'une puissance de 30 V.A. fournit au secondaire deux tensions alternatives de 15 V. Un enroulement de 15 V est redressé par 4 diodes montées en pont D_1, D_2, D_3, D_4 / 1 N 4001. Après redressement et filtrage par un électrochimique C_1 de 2 200 µF, on obtient à ses bornes une tension continue positive de + 21 volts.

Cette tension continue est appliquée à l'entrée d'un régulateur MC 7805, ce qui permet d'obtenir en sortie une tension continue de + 5 volts, tension parfaitement stable et nécessaire au fonctionnement des circuits intégrés TTL.

Le deuxième enroulement de 15 volts du transformateur a l'une de ses sorties reliée à la masse et l'autre à une résistance R_1 – 12 kΩ. C'est à ce niveau que l'on va prélever la tension de pilotage de l'horloge dont la fréquence est bien entendu de 50 Hz.

A partir du + 21 volts redressé et filtré par C_1, un deuxième régulateur MC 7805 va alimenter les afficheurs 7 segments. Cette alimentation est un peu différente de la

première, car en sortie nous trouvons un diviseur de tension comprenant R_2 - 300 Ω et RV_1 - 1 kΩ. Cet ajustable RV_1 va permettre de modifier la tension de sortie appliquée aux afficheurs et ainsi de régler la luminosité.

1) Les circuits imprimés :

Les circuits imprimés de ces deux alimentations sont proposés aux figures 10 et 11, bien entendu à l'échelle 1.

Le circuit de la figure 10 qui est celui fournissant le + 5 volts aux circuits intégrés TTL a des dimensions de 59 x 61 mm.

Ici aucun problème pour graver une telle plaquette.

Le circuit de la figure 11 a des dimensions encore plus réduites : 56 x 30 mm. Il s'agit de l'alimentation variable destinée aux 4 afficheurs TIL 312 P.

2) Câblage des modules alimentations :

Le plan de câblage de la figure 12 avec ses 4 redresseurs et son condensateur de filtrage C_1 est celui de l'alimentation fixe + 5 volts.

C'est également de là, après la résistance R_1 que part la tension pilote de fréquence 50 Hz.

Le régulateur IC_1 est plaqué contre un petit dissipateur thermique, la consommation des 15 circuits intégrés TTL n'est pas négligeable. De plus il ne faut pas oublier que nous avons à l'entrée une tension continue de + 21 volts et qu'il s'agit d'un régulateur 5 volts. Il maintient donc à ses bornes une tension de : 21 – 5 = 16 volts. Le condensateur tantale goutte C_2 n'est pas ici indispensable, puisque le condensateur de filtrage est directement placé à l'entrée du régulateur. Il n'y a donc pas de risque d'oscillation.

Le plan de câblage de la figure 13 doit éviter tout risque d'erreur, vu le peu de composants à mettre en place. Le régulateur IC_2 est également plaqué contre un petit dissipateur thermique, car ça chauffe et c'est normal. Nous avons vu que les afficheurs consommaient par segment 15 mA environ. Dans le cas le plus défavorable qui doit être à « vue de nez » 18 h 58, nous avons : 2 + 7 + 5 + 7 = 21 segments allumés, ce qui provoque une consommation de 21 x 15 = 315 mA.

3) Nomenclature des composants :

– Semiconducteurs :
D_1, D_2, D_3, D_4 : 1 N 4001
IC_1, IC_2 : MC 7805 CT
– Condensateurs :
C_1 : 2 200 μF/ 25 V
C_2, C_4 : 2,2 μF/ 35 V tantale goutte
C_3, C_6 : 1 μF/ 16 V tantale goutte
C_5 : 22 μF/ 16 V tantale goutte
– Résistances ± 5 % à couche 1/2 W :
R_2 : 300 Ω
R_1 : 12 kΩ
RV_1 : 1 kΩ VAO 5 H ohmic (pas de 2,54)
– Dissipateurs thermiques
– Transformateur 30 V.A. torique si possible 220 V/ 2 x 15 V - 30 VA

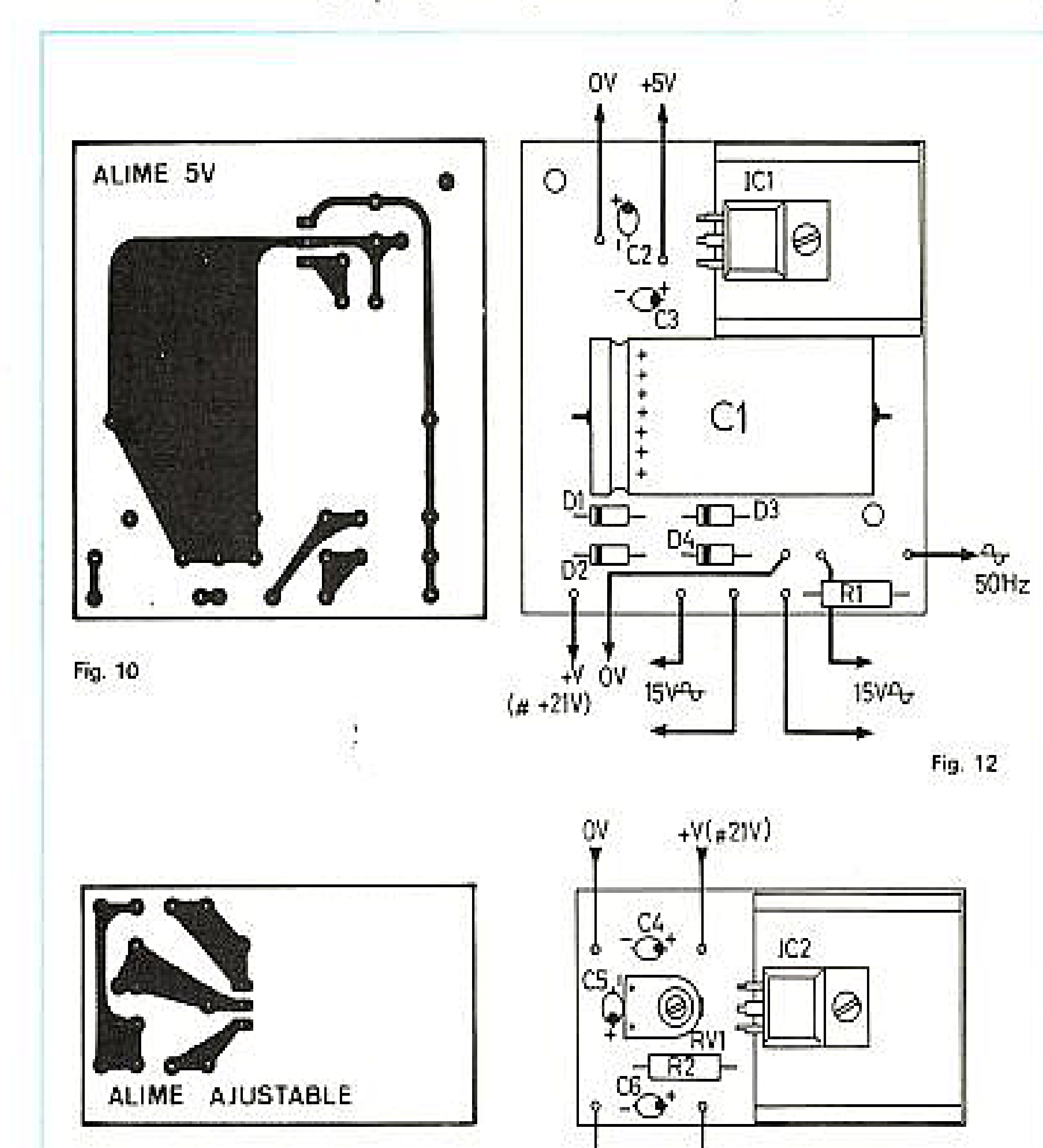


Fig. 10

Fig. 12

Fig. 11

Fig. 13

D) Interconnexions du module horloge au module afficheurs

Il ne s'agit que d'un simple câblage de fils. On choisira de préférence des fils de couleurs différentes pour éviter toute erreur éventuelle.

Ce câblage s'effectuera en se basant sur la figure 5. Nous y voyons une série de sorties repérées par des lettres a, b, c, d, e, f, g. Il s'agit des entrées des différents segments des afficheurs. Ces sorties de la figure 5 sont à relier au module afficheur suivant la figure 8, figure sur laquelle nous retrouvons les mêmes lettres a, b, c, etc.

Le mois prochain nous verrons la mise en coffret de cette horloge digitale avec l'interconnexion générale des différents modules, la mise sous tension, la mise à l'heure à l'aide des commutateurs S_1, T_1 et T_2, etc.

Nota : Pour les lecteurs intéressés par la réalisation de cette maquette qui se heurteraient au problème de la fabrication des circuits imprimés, surtout pour le double face, ceux-ci pourront en faire la demande en écrivant à la revue.

D.B.

Convertisseur continu – continu à un primaire deux secondaires sans bobinage

CE n'est pas de la magie noire, mais de l'électronique ultra-simple.

Il s'agit d'un véritable « transformateur » ayant un « primaire » et deux « secondaires », construit avec des liaisons capacitives qui évitent tout bobinage.

On peut l'utiliser lorsqu'on veut obtenir plusieurs tensions continues, de diverses polarités à partir d'une seule tension continue de départ. Voici quelques exemples d'utilisation :

– une autoradio fonctionne sous 12 V. Votre batterie n'en fait que 6 V. L'inverse serait banal, car un transistor balast aurait pu faire descendre la tension. Comment fait-on pour la monter ?

– toujours dans le domaine de l'électricité automobile : si votre voiture a le « plus » de la batterie à la masse, jamais un autoradio, ayant le « moins » à la masse, ne marchera, car la prise d'antenne se trouverait court-circuitée. L'inversion de polarité est encore une affaire de convertisseur.

– si, au laboratoire, vous vous trouvez devant la nécessité d'une alimentation bipolaire et que vous ne possédiez qu'une seule alimentation stabilisée, ce convertisseur rendra là aussi service.

Principe

Nous le comprenons aisément en regardant la figure 1. L'idée est très simple et il suffit d'un peu de méthode pour bien utiliser les deux tensions carrées, issues du multivibrateur astable alimenté par la tension continue « primaire », « U » aux points A et B.

L'astuce qui permet de disposer de deux « secondaires » indépendants est la complète séparation des quatre diodes entre elles.

Contrairement à un transfor-

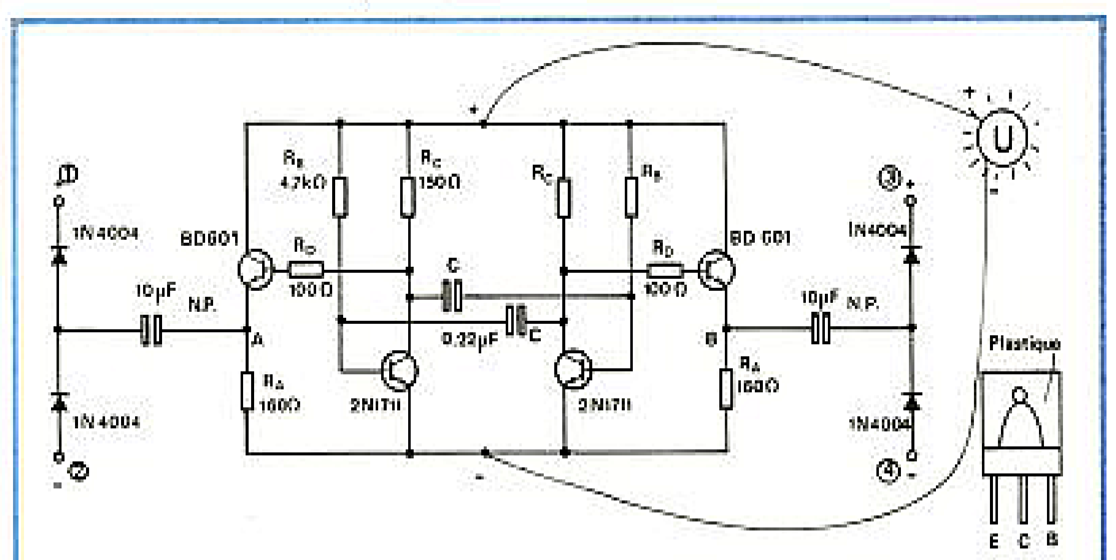


Fig. 1. – Schéma de fonctionnement. (Les valeurs numériques non indiquées sont des répétitions de valeurs portées : exemple R_B = 4,7 kΩ).

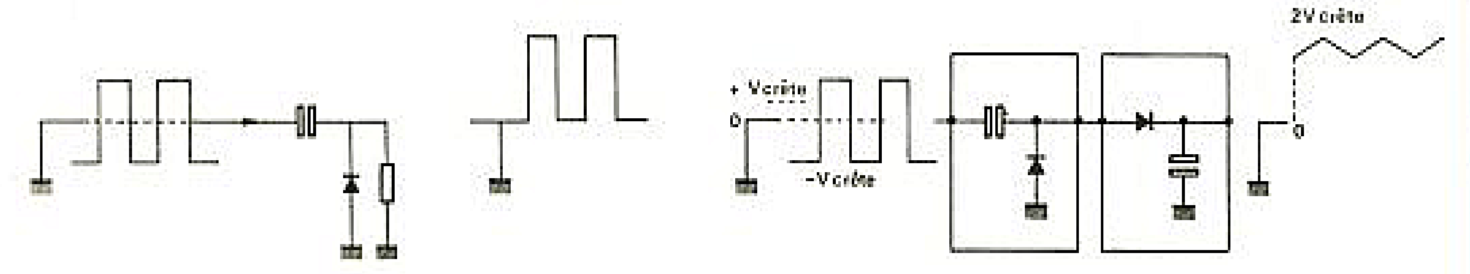


Fig. 2a. – Une seule diode fixe le niveau des signaux (Exemple de circuit de restitution de la composante continue).

Fig. 2b. – Avec la mise en cascade de 2 circuits identiques, mais convenablement disposés, on obtient un doubleur de tension continue.

mateur, la tension U apparaîtra entre les bornes 1-2 et 3-4 lors de l'interconnexion de ces bornes seulement. Il faut accrocher une des bornes de sortie à un potentiel fixe rapporté à la tension d'entrée, pour obtenir à l'autre bout un potentiel de « U » plus positif ou négatif que celui de départ.

Les tensions qui attaquent les condensateurs de couplage sont en opposition de phase, ce qui permet l'éventuelle mise en série des deux tensions secondaires « V » et d'autres combinaisons.

Les deux circuits à diodes et condensateurs sont reconnaissables en tant que doubleurs de tension-monoalternance. Le terme « doubleur » est un peu restrictif, car tout dépend du point d'accrochage des deux diodes. Il serait plus correct d'appeler ce circuit « superposeur de tension continue ».

La figure 2 en explique le fonctionnement. Ce circuit, sous un autre point de vue, peut être regardé comme une mise en cascade d'un premier bloc qui axe le signal alternatif (carré dans notre cas), sur un potentiel de référence et un deuxième qui n'est qu'un redresseur-filtre avec capa en tête. Si la capacité en question n'était pas mise, on aurait obtenu, sur une charge résistive, la moitié de la tension carrée, en moyenne. Grâce au condensateur, la tension de sortie approche de la valeur crête, d'autant plus que la constante de temps de décharge du circuit – (capacité de filtrage) x (résistance équivalente de charge) – est grande, comparée à la période des signaux carrés d'entrée. Nous donnons, pour mémoire, sur la figure 3 les courbes de calcul qui permettront de dimensionner les condensateurs de couplage et de filtrage en fonction du courant de charge nécessaire et – tout compte fait – fonction de la résistance de charge. Ces courbes, parues maintes fois déjà dans nos pages, montrent une chute de tension rapide en charge. Il ne faut pas s'attendre à tirer plus de 50 à 100 mA au secondaire.

Pour plus de courant, de toute façon, les impulsions de courant rapides et très intenses auraient nécessité des transistors et des diodes très chers. Un transformateur entre les points A et B avec autant de secondaires que nécessaire, aurait mieux fait l'affaire.

D'autre part, il faut marquer un bon point, car on s'est aperçu que ses possibilités étaient supérieures à ce qu'annonçaient les courbes des doubleurs.

Cela s'explique par le fait que les courbes en question étaient faites pour des ondulations sinusoïdales, qui ont plus de mal à traverser les condensateurs de découplage que les ondes carrées à fronts bien raides.

Réalisation

Nous avons introduit l'ensemble dans une boîte Teko P/2. Aucune alimentation n'est exigée. Le montage s'autoalimente par la tension primaire. Cela a une certaine influence sur le rendement énergétique global mais rappelons-nous que cette petite boîte tient dans le creux de la main et constitue un formidable outil de dépannage en laboratoire.

Le montage est en araignée. Les transistors de puissance BD 601 doivent être refroidis.

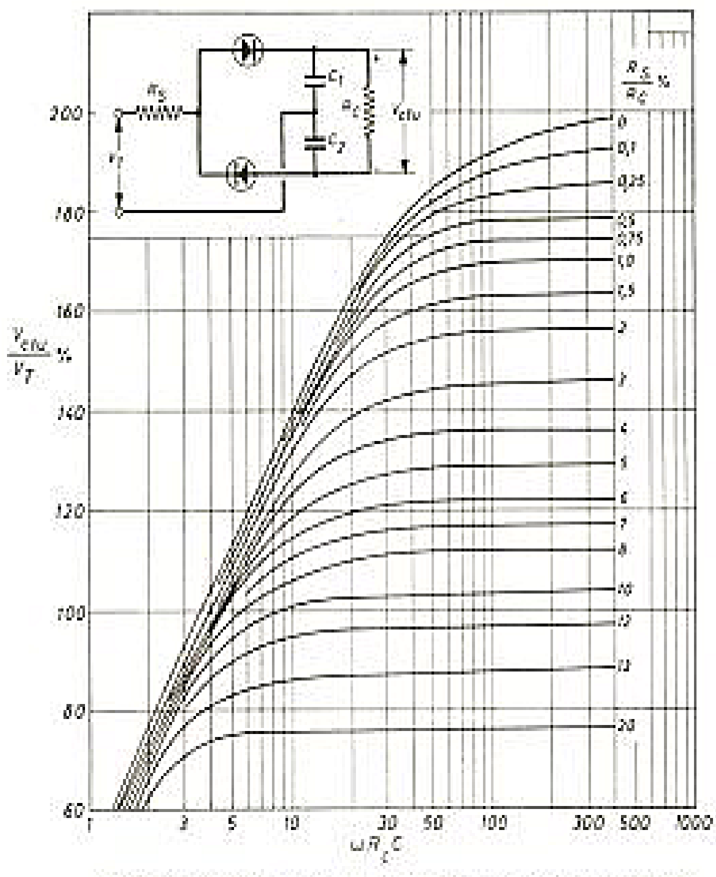


Fig. 3. – Abaque donnant la tension continue d'un montage doubleur de tension compte tenu de la variation de divers paramètres.

Cela s'explique par le fait qu'ils supportent relativement mal la haute fréquence.

Baisser la fréquence d'oscillateur, qui se situe actuellement vers les quelques kHz, n'est pas réalisable car elle exigerait des valeurs de condensateurs de découplage vers les diodes un peu plus grands. Pour une connexion quelconque des secondaires, ces condensateurs doivent être, d'autre part, non polarisés. Leur côté « diode » peut se situer en dessus ou en dessous de la tension primaire U.

Applications

La figure 4 montre quelques exemples d'applications du convertisseur continu-continu sans transformateur. Les secondaires se manipulent comme ceux d'un transformateur ordinaire ou comme des piles, si vous préférez. Les condensateurs, prévus normalement pour une tension de fonctionnement de l'ordre de 2 à 3 tensions V, peuvent être surdimensionnés en tension de claquage, surtout les deux condensateurs de découplage des diodes. Ceci permettra d'« accrocher » les secondaires à des tensions continues qui n'ont rien à voir avec « U ». Par exemple, si V est une tension TTL, de 5 V et V_1 est la tension de + 15 V d'alimentation d'un ampli OP, on peut parfaitement accrocher l'un ou l'autre des secondaires à la tension de + 15 V pour en obtenir + 20 ou + 10, à condition d'avoir un zéro, un point de masse commun entre l'alimentation TTC et la « + 15 V ».

Liste parlante de composants et malformations

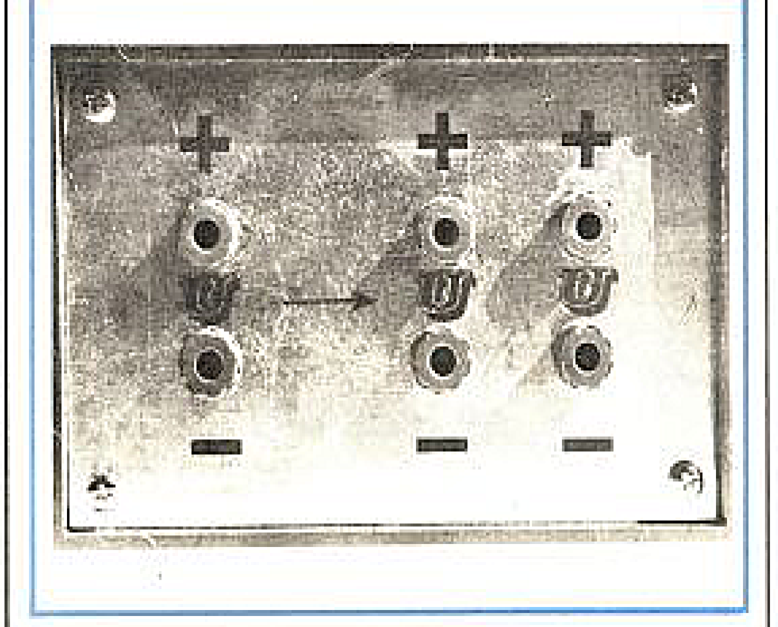
Les diodes des « superposeurs » de tension doivent être rapides et puissantes, en théorie. Un temps de recouvrement inférieur à 200 ns conviendrait parfaitement et compte tenu des limites de fonctionnement des transistors utilisés, une diode pouvant supporter 80 V de tension inverse et 1 A en direct serait idéal. Néanmoins, ça marche aussi avec des diodes « toutes bêtes » de redressement, genre 1 N 4004 de Motorola.

Les transistors de l'astable sont des 2 N 1711, ou tout NPN de moyenne puissance. Les signaux des BD 601 ou tout autre transistor pouvant supporter 60 V 4A. Les 2 N 3055 paraissent un peu lents et lourds dans cette application.

Les condensateurs sont tous non-polarisés. Le montage est symétrique et les valeurs des composants des deux côtés égales.

Une chute intrinsèque de 1 ou 2 V de la tension de sortie rend le montage idéal pour 10 à 12 V ou plus de tension primaire.

A + 5 V on s'accommode quand même.



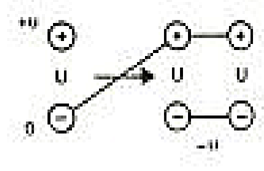


Fig. 4a. – Changement de signe : une alimentation avec le « – » à la masse se retrouve avec le « + » à la masse. Les deux secondaires réunis fournissent plus de courant.

Fig. 4b. – Doubleur de tension. La tension « U » produit une tension double en sortie par rapport à une masse commune.

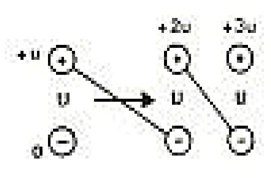


Fig. 4c. – Doubleur et tripleur de tension.

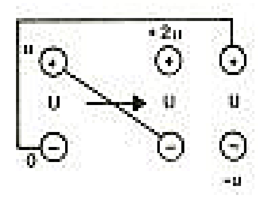


Fig. 4d. - Une alimentation unipolaire « + U » produit ici deux tensions bipolaire « + U »2U » et « – U ». On dispose en somme de trois tensions : « + U », « – U », « + 2U » par exemple ± 5 V et + 10 V.

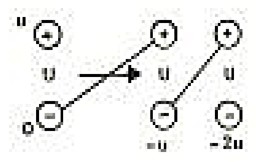


Fig. 4e. – Comme en 4 d, mais tensions inversées : « + Y », « – U » et « – 2U ».

André DORIS

Liste des composants

Convertisseur continu-continu

Résistances

R_A = 160 Ω 1/2 W 10 %
R_B = 4,7 kΩ 1/2 W 10 %
R_C = 150 Ω 1/2 W 10 %
R_D = 100 Ω 1/2 W 10 %

Condensateurs

2 x 0,22 µF papier, 60 V
2 x 10 µF (non polarisé 60 V
Diodes 4 x 1 N 4004
Transistors BD 601 x 2 ; 2N1711 x 2

Le filtrage des alimentations

CONDENSATEUR OU TRANSISTOR ?

STABILISÉE ou non, une alimentation secteur comporte toujours, en aval du transformateur, un ensemble de redressement, suivi d'un ensemble de filtrage.

Depuis le passage des tensions élevées exigées par les montages à lampes, vers les basses tensions dont s'accommodent les transistors, les bobines de filtrage ont disparu. En effet, l'abaissement de tension s'accompagne, à puissances égales, d'un accroissement proportionnel de l'intensité, ce qui exigerait des inductances de fortes valeurs, encombrantes, lourdes, et coûteuses.

Le plus souvent, on se contente donc d'un filtrage par condensateur. Nous allons voir cependant qu'un filtre électronique, faisant appel à 1 ou 2 transistors, peut se révéler moins coûteux à efficacité égale, ou plus efficace au même prix.

Nous terminerons cette étude par quelques données pratiques qui permettront, éventuellement, la construction d'un filtre électronique, susceptible de compléter toute alimentation existante.

Principe du redressement et du filtrage

Nous limiterons notre propos au cas, le plus général d'ailleurs, du redressement des deux alternances : le redressement monoalternance conduit à des difficultés de filtrage, et on ne peut guère le tolérer que pour les très faibles débits.

Deux circuits, que nous avons représentés aux figures 1 et 2 respectivement, permettent le redressement des deux alternances. Celui de la figure 1, construit à partir d'un transformateur à point milieu, semble a priori plus avantageux, puisqu'il se contente de deux diodes, alors que le schéma de la figure 2 exige un pont de quatre diodes. Deux raisons, toutefois, feront préférer le montage en pont.

La première est d'ordre purement économique. En effet, toutes autres conditions restant égales (tension et intensité demandées), le circuit de la figure 1 demande des diodes supportant, en inverse, une tension de pointe double de celle qu'on applique aux diodes de la figure 2 : l'ensemble D_1, D_2 risque, alors, de coûter plus cher que le pont.

La deuxième raison se situe sur le plan électronique. Il est très rare que les deux enroulements d'un transformateur à point milieu, présentent une parfaite symétrie. Au contraire, des différences de tension de l'ordre de 10 à 20 % n'ont rien d'exceptionnel. Pour s'en convaincre, il suffit d'examiner l'oscillogramme de la figure 3. Nous l'avons relevé en débranchant le condensateur C du circuit de la figure 2, et en utilisant un transformateur de très grande série, prélevé au hasard. Nous verrons, plus loin, combien ces inégalités de tensions, compliquent le problème du filtrage.

Supposons, donc, que soit choisi le circuit de la figure 2, et examinons le mécanisme du filtrage. L'alimentation débite dans une charge quelconque (le montage à qui elle fournit de l'énergie), mais que nous pourrons, le plus souvent, assimiler à une simple résistance R. En l'absence du condensateur de filtrage C, la tension aux bornes de R, donc l'intensité qui traverse la charge, varie, dans le temps, comme le montre la courbe en pointillés de la figure 4 : il s'agit, évidemment, d'arches de sinusoïdes.

Introduisons, maintenant, le condensateur C. Celui-ci se comporte comme un réservoir d'énergie, qui est rechargé à chaque alternance lorsque la tension entre ses armatures devient inférieure à la tension instantanée délivrée par le transformateur, et qui, le reste du temps, se décharge à travers R. Dans la figure 4, la charge intervient pendant les intervalles de temps t_1 t_2 qui séparent les points C et A. A partir de l'instant t_2, le condensateur se déchargerait dans R, si le transformateur et la diode ne fournissaient encore une tension supérieure à celle de l'exponentielle de décharge. En fait, on retrouve donc un arc de sinusoïde jusqu'au point B, correspondant à l'instant t_3. A partir de ce point, et jusqu'à l'intersection C de l'exponentielle avec la branche croissante de la sinusoïde, c'est le condensateur qui alimente R. On retrouvera ces différentes étapes dans l'oscillogramme

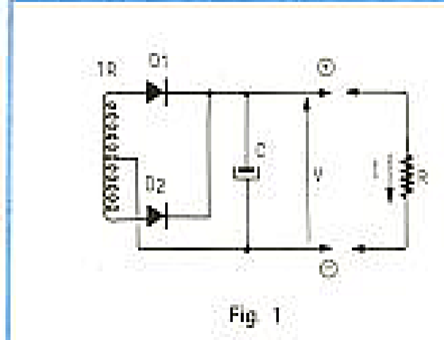


Fig. 1

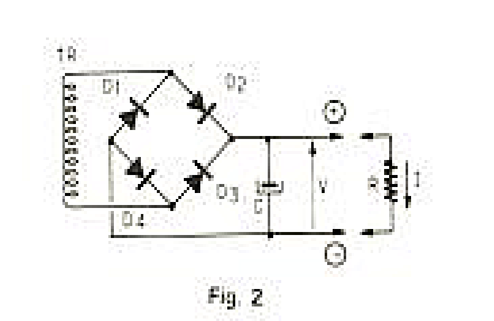


Fig. 2

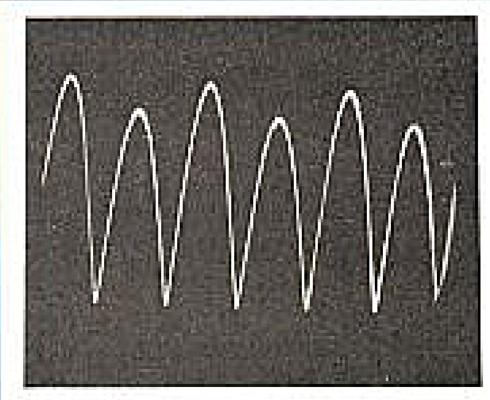


Fig. 3

Fig. 4

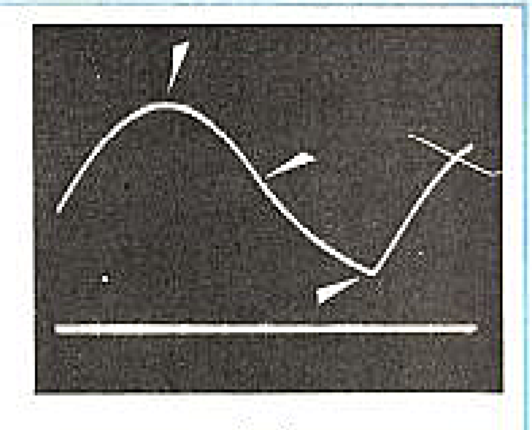


Fig. 5

de la figure 5, où, sur une période, nous avons matérialisé, par des flèches, la succession des points A, B et C.

Influence de la capacité du condensateur de filtrage

Partant toujours du secteur, dont la fréquence est 50 Hz, nous obtenons, avec le redressement à double alternance, des arches de sinusoïdes à 100 Hz. L'allure de la tension finalement délivrée à la charge, c'est-à-dire celle de la courbe en traits pleins de la figure 4, dépend de la constante de temps :

$$\tau = RC$$

Quand on construit une alimentation, les données de départ sont la tension de sortie V (supposée continue), et l'intensité débitée I. Comme il est facile d'en déduire la résistance R équivalente à la charge, à partir de la loi d'Ohm :

$$R = \frac{V}{I}$$

nous parlerons en termes de résistance.

On définit l'ondulation résiduelle de l'alimentation, par le rapport :

$$\rho = \frac{v}{V}$$

où (figure 6) V est la tension moyenne obtenue, tandis que v désigne la hauteur, crête à crête, de l'ondulation. En pratique, cette ondulation résiduelle s'exprime d'ailleurs en pourcentage. Elle devient alors :

$$\rho\,\% = 100\,\frac{v}{V}$$

Le calcul, et l'expérience, montrent que l'ondulation résiduelle dépend des valeurs relatives du produit RC (qui s'exprime en secondes), et de la période T (10 ms).

Afin de préciser l'influence de la constante de temps τ, nous avons relevé quelques oscillogrammes, montrant tous une période de la tension de sortie de l'alimentation. La figure 5, déjà citée, correspond au cas où :

$\tau = 0{,}25$ T

(R = 100 Ω, C = 25 μF).

Sur la figure 7, on avait :

$\tau = 0{,}5$ T

(R = 100 Ω, C = 50 μF).

La figure 8 est prise avec :

τ = T

et enfin la figure 9 avec :

$\tau = 2{,}5$ T

(R = 100 Ω, C = 250 μF).

On peut d'ailleurs calculer, ou mesurer expérimentalement, les variations de l'ondulation résiduelle, en fonction de la constante de temps de filtrage RC. Nous avons résumé les résultats de cette étude, par la courbe de la figure 10. On y voit que pour descendre à une ondulation de 10 %, généralement admise comme la valeur maximale pouvant être appliquée en amont d'un circuit de stabilisation, il faut une constante de temps de 100 ms. Un exemple pratique nous permettra de traduire ce résultat, en termes de condensateur de filtrage.

Supposons qu'on demande une tension de sortie de 20 V, pour un débit de 1 A. On a donc R = 20 Ω, et il faudra utiliser un condensateur offrant une capacité minimale de 500 μF. Le transformateur délivrera environ 25 volts efficaces, ce qui conduit à prendre un condensateur garantissant une tension de service d'au moins 40 volts : on aboutit donc à un composant déjà gros et cher, pour un filtrage très médiocre.

Avant d'abandonner cette partie de notre étude, nous voudrions illustrer les inconvénients du redressement par le circuit de la figure 1, et dont nous avons déjà parlé plus haut. Ils apparaissent clairement sur l'oscillogramme de la figure 11, où les deux descentes exponentielles successives, partant de niveaux distincts (les sommets des arches sinusoïdales d'inégales hauteurs), conduisent à un accroissement notable de l'ondulation résiduelle.

Principe du filtrage électronique

Il est illustré par le schéma de la figure 12. Un premier filtrage par C_1 permet de dispo-

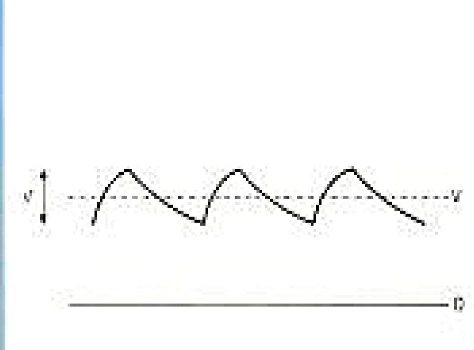


Fig. 6

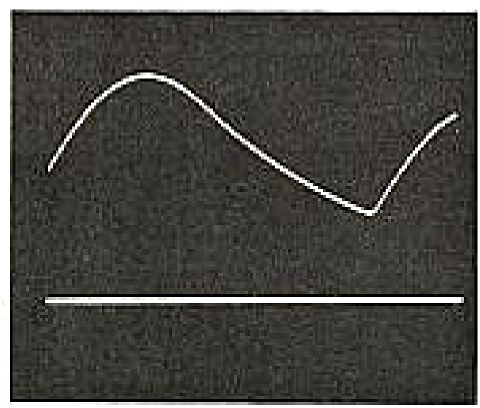


Fig. 7

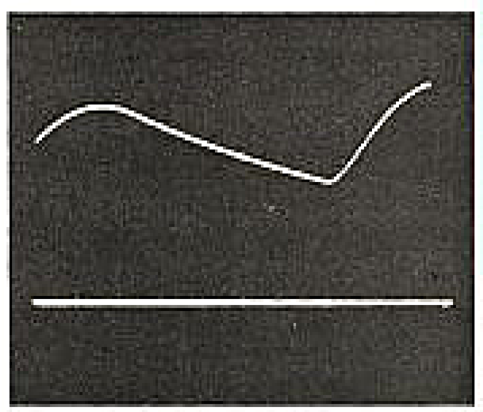


Fig. 8

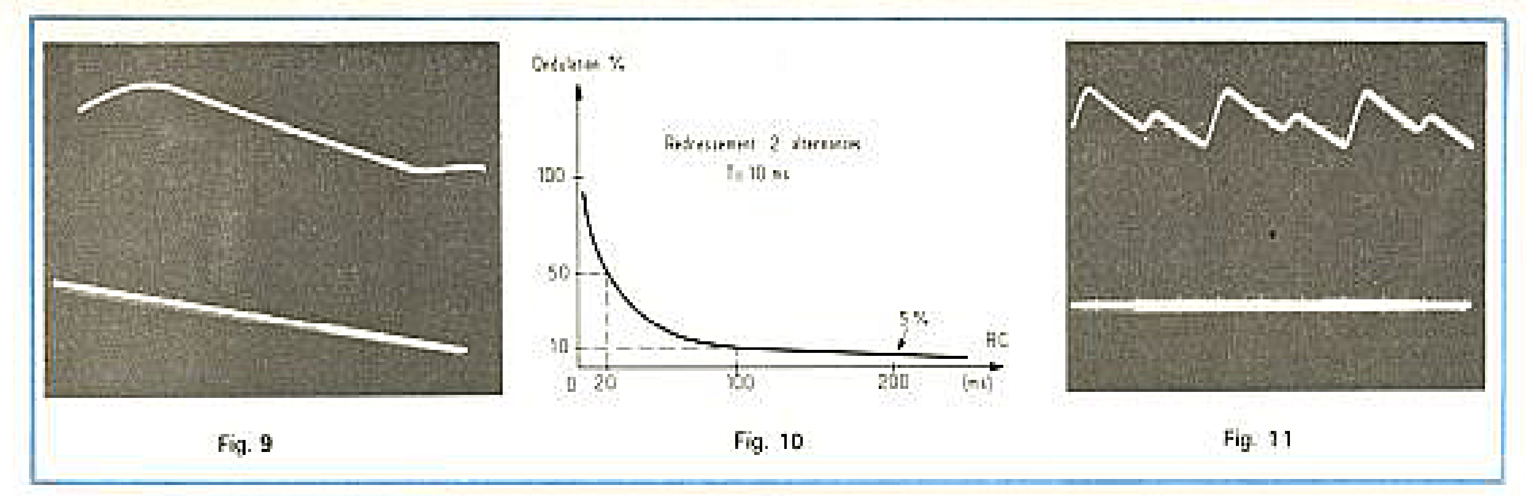


Fig. 9 Fig. 10 Fig. 11

ser, au point A du montage, d'une tension qui comporte encore un important taux d'ondulation résiduelle.

La cellule R_1 C_2, offrant une structure d'intégrateur, se comporte comme un filtre passe-bas. Or, si on néglige R_2 (dont nous verrons plus loin la raison d'être), R_1 n'est traversée que par le courant de base du transistor T. Si I est l'intensité totale débitée par l'alimentation, donc le courant de collecteur de T, on aura :

$$i = \frac{I}{\beta}$$

en désignant par β, le gain en courant du transistor. On pourra donc choisir une valeur relativement élevée pour R_1, et obtenir un taux d'ondulation très faible, au point B. Or, on sait que le potentiel d'émetteur d'un transistor, reproduit pratiquement son potentiel de base. Finalement, au point C, on retrouvera donc une tension très bien filtrée.

L'oscillogramme de la figure 13 illustre le résultat obtenu. La trace du haut, recueillie au point A du circuit de la figure 12, montre une oscillation résiduelle voisine de 2 volts (la tension de sortie de l'alimentation atteignait 20 volts, soit une ondulation de 10 %). Sur l'émetteur du transistor (tracé du bas), l'ondulation n'atteint plus que 100 mV crête à crête. Les valeurs numériques des composants utilisés sont résumées ci-dessous :

R = 100 Ω ; R_1 = 1 kΩ ;
R_2 = 5,6 kΩ ;
C_1 = 1000 μF ; C_2 = 100 μF
T = 2N3055

Si la résistance R de la charge augmente, on aboutit à une diminution de l'intensité I. Supposons que R_2 n'existe pas : l'intensité i diminuerait proportionnellement, et, pour les très faibles débits, la tension collecteur-base de T, deviendrait trop faible pour que ce transistor fonctionne normalement. Grâce à R_2, on maintient une consommation minimale, qui garantit la polarisation de T.

Enfin, nous avons illustré à nouveau, dans l'oscillogramme de la figure 14, les inconvénients du redressement par deux diodes, avec transformateur à point milieu. Les composants ayant, à cette exception près, les mêmes valeurs que dans l'exemple précédemment analysé, on trouve aux bornes de C_1 une ondulation résiduelle de près de 5 volts : même après le filtre électronique, il reste encore une ondulation d'environ 250 mV, et de forme plus torturée que pour le pont de quatre diodes.

Quelques applications pratiques

Pour rendre pratiquement exploitables les considérations théoriques qui précèdent, il nous suffit maintenant de fournir, au lecteur, le moyen de calculer tous les éléments du circuit de la figure 12, quelles que soient les tensions et les courants mis en jeu.

On admettra, au point A, une ondulation résiduelle comprise entre 5 % et 10 %, ce qui, d'après la figure 10, nous conduit à une constante de temps RC, de l'ordre de 150 ms. Naturellement, cette constante de temps doit être prise dans le cas le plus défavorable, c'est-à-dire pour la consommation maximale de l'alimentation considérée. Soit alors I l'intensité débitée, et V la tension de sortie. On en déduira successivement la résistance :

$$R = \frac{V}{I}$$

puis la capacité du condensateur C_1 :

$$C_1 = \frac{150.10^{-3}}{R} = \frac{150.10^{-3}.I}{V}$$

relation qui donne C_1 en farads, lorsque I est exprimé en ampères, et V en volts. On arrondira à la valeur normalisée immédiatement supérieure.

Le courant d'émetteur, donc de collecteur, de T, doit pouvoir atteindre l'intensité maximale I. Si β est son gain en courant, l'intensité traversant la base peut alors atteindre la valeur :

$$\frac{I}{\beta}$$

On fera donc passer au moins cette intensité dans R_1, où la chute de tension sera fixée au voisinage de 5 volts, afin d'assurer la polarisation correcte de T. Cette condition fixe alors R_1.

Enfin, on s'arrangera pour que R_2 assure, elle aussi, une chute de tension suffisante dans R_1, lorsque la base de T ne consomme aucun courant (2 volts au moins). Pour C_2, une capacité de l'ordre du dixième de celle de C_1, peut être retenue comme valeur minimale.

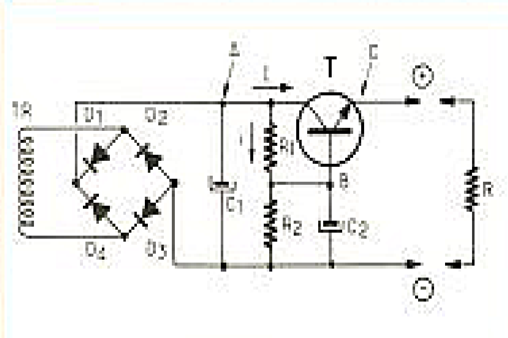
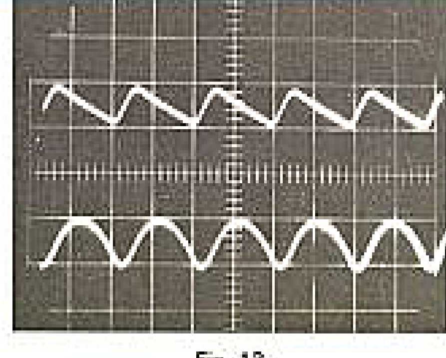
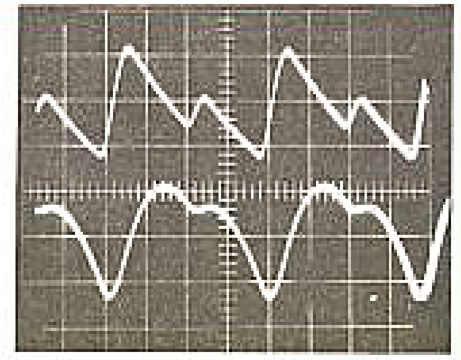


Fig. 12


Fig. 13


Fig. 14

LES MICROPROCESSEURS

CIRCUITS ANNEXES ET MONTAGE

DEUX circuits, classiques, restent à décrire : la visualisation, par des diodes LED ou bus de données, et l'alimentation.

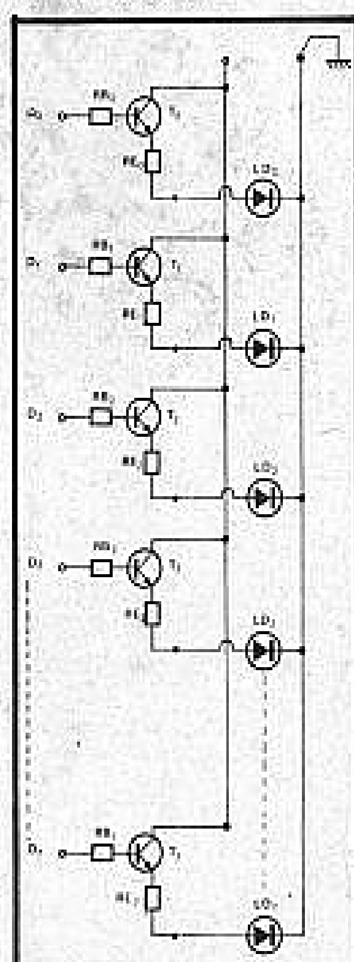


Fig. 32. - Circuit de visualisation des données : liste partielle des composants :
R_{B0} à R_{B7} : 100 kΩ, 1/2 W 10 %
R_{E0} à R_{E7} : 430 Ω, 1/2 W 2 %
T_0 à T_7 : type BC 239 C, transistor NPN faible puissance boîtier plastique, B ≃ 500.

Circuit de visualisation

Son schéma est donné par la figure 32. Nous y constatons que les voyants LED s'illuminent quand le niveau d'entrée est haut. Les transistors plastiques, bon marché, doivent pourtant avoir le plus grand gain en courant possible. Le BC239 C, que nous vous conseillons, du montage se fait en + 5 V « PUISSANCE ». Il n'est pas alimenté en état de veille. A lui seul, ce circuit consommerait autant de courant que le SC/MP lui-même, environ 150 à 200 mA. Pour éviter ce gâchis, nous avons utilisé des résistances de 430 Ω, limitant à 2 mA le courant par diode, et des LED de 3 mm, beaucoup plus ponctuelles et plus lumineuses que leurs consœurs de 5 mm. Les figures 33 et 34 présentent le circuit imprimé utilisé, ainsi que l'implantation des composants. Sur la photo 1, on remarque qu'il serait préférable d'utiliser des résistances 1/4 W car, plus menues, elles s'implantent plus facilement.

L'alimentation stabilisée

Elle doit fournir : + 5 V/250 mA et – 6 V/100 mA. Le transformateur doit fournir 12 V eff à point milieu (6 V + 6 V) quelle que soit la tension-réseau (110 ou 220 V). Le commutateur sans nom, figurant au primaire, est facultatif. La tension stabilisée s'obtient à l'aide de deux régulateurs intégrés à trois broches qui ont remplacé, depuis deux ou trois ans, les vieilles « usines » à transistors discrets et à pièces innombrables. Observez la taille inhabituelle des condensateurs de sortie : 1000 µF, alors que 0,1 µF suffisent habituellement pour éliminer les oscillations parasites des régulateurs de tension. Les condensateurs jouent un double rôle :

La charge est « logique », c'est-à-dire qu'il y a, de temps à autre, une brusque demande de courant, montant en 300 ns. L'asservissement peut répondre, au plus vite, en 1 ms. Le condensateur est là pour fournir le courant requis en impulsion.

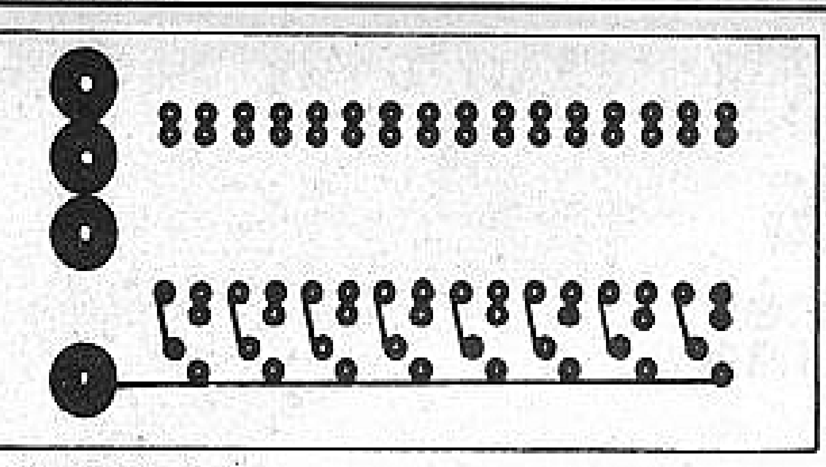
Un fait beaucoup plus important, qui requiert de telles valeurs, est le **phénomène** de « **latch-up** », propre aux RAMS CMOS. Si l'une des entrées dépasse la tension d'alimentation, il y a amorçage du thyristor formé par la structure monolithique et la consommation de courant augmente vertigineusement. Le contenu de la mémoire est irrémédiablement perdu, parce qu'il faudrait couper complètement l'alimentation pour faire cesser le phénomène. Ces condensateurs, ainsi que les conseils très précis de montage qui suivront, vous aideront à éviter ce phénomène. Dans la mesure où l'on borne le courant maxi du thyristor à des limites acceptables en puissance dissipée, il n'est pas destructif. Si notre montage ne peut pas fournir, au thyristor amorcé, plus de 100 à 150 mA, la RAM pourra passer l'année sans dommage.

Le montage

Nous avons installé les principaux composants, sur une plaquette à trous, pour connexions sans soudure. Un premier montage, sur table, photo 2, nous a permis de vérifier le bon fonctionnement, aidés pour ce faire d'un détecteur de niveaux logiques, réalisé à partir d'un hexuple inverseur CD 4049, que nous avons trouvé (page 69, n° 1588) dans le Haut-Parleur.

Quelques erreurs, dans l'appréciation de l'emplacement des courts-circuits sur la plaquette SK-10, nous ont amené à l'ouvrir. La photo 3 vous épargnera ces mêmes fautes.

Comme le montre la photo 4, nous avons commencé par implanter le plus à gauche possible l'Unité Centrale. Du haut en bas, les rangées horizontales sont destinées au + 5 V, à la masse, encore une fois la masse et au − 6 V. On remarque aisément le condensateur de l'oscillateur du SC/MP qui, pour certains essais, a été porté de 390 pF (la plaquette carrée), à 10 nF + 390 pF. Deux groupes, de huit résistances tampon, s'implantent dans huit positions, à droite du boîtier SC/MP. On trouve les résistances d'adresse sur les huit positions supérieures, et, sur la moitié inférieure de la plaquette, les résistances-tampon des données. Suivent, côte à côte, les deux boîtiers 74C920, avec toutes les entrées d'adresse et de validation en parallèle. Les sorties de données sont reliés aux résistances-tampon de données. Les entrées des données sont mises à la masse, avec des résistances de 15 kΩ, et recevront les roues codeuses. La figure 36 montre l'alimentation de la plaquette. A respecter à la lettre ! En position « maintien » les programmes se gardant au moins trois mois (résultat constaté pour le moment).


Fig. 33. - Circuit imprimé.

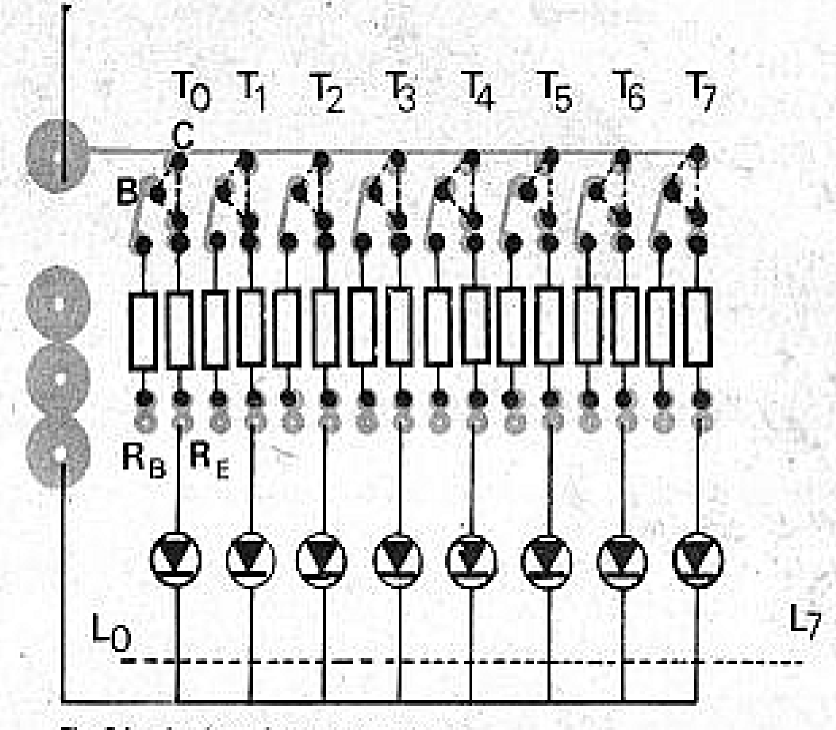
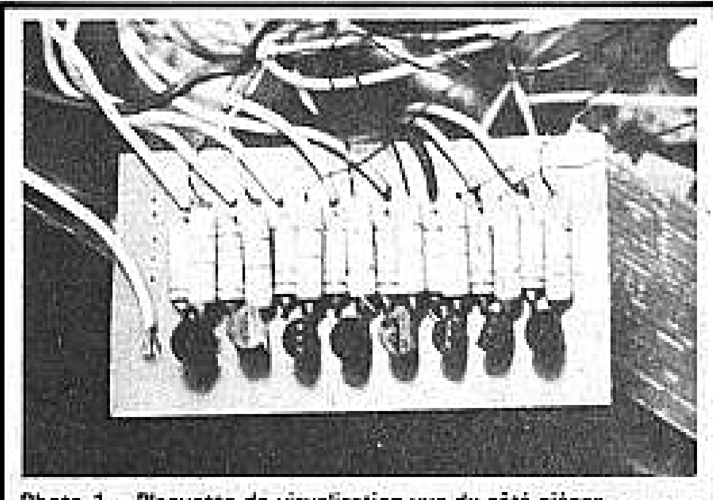


Fig. 34. - Implantation des composants.


Photo 1. - Plaquette de visualisation vue du côté pièces.

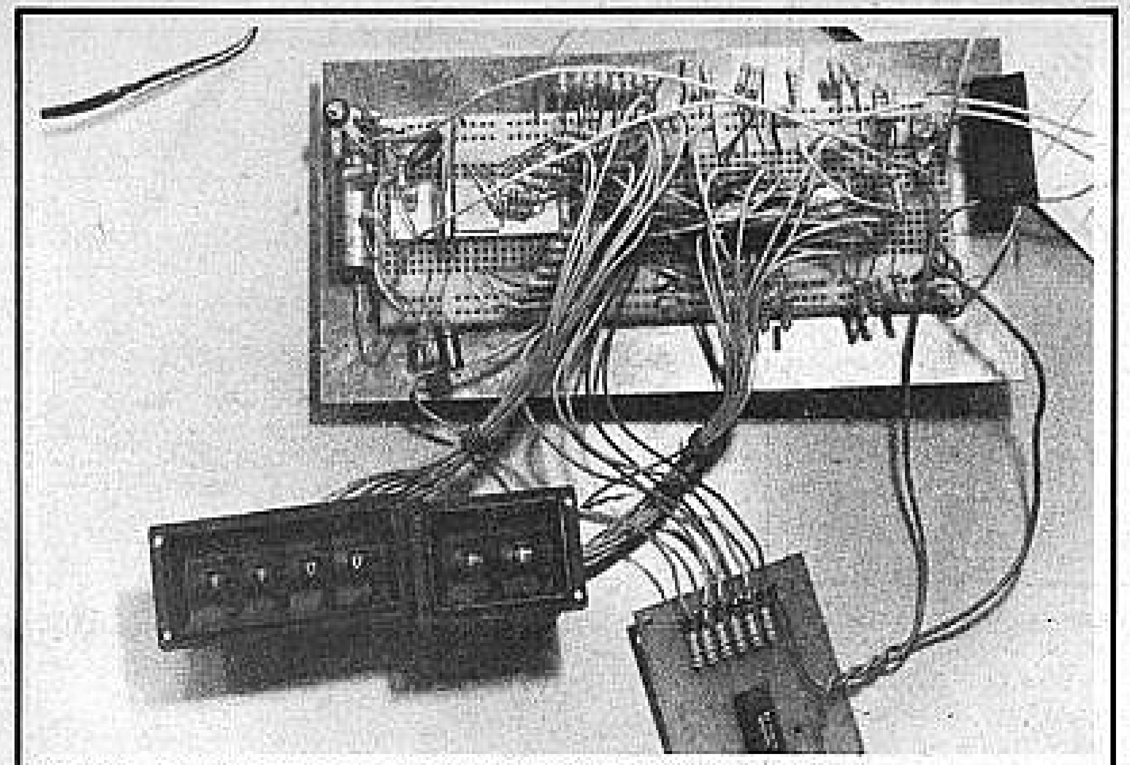


Photo 2. – Chantier de mise au point sur une plaquette à trous Sk 10 AOIP.

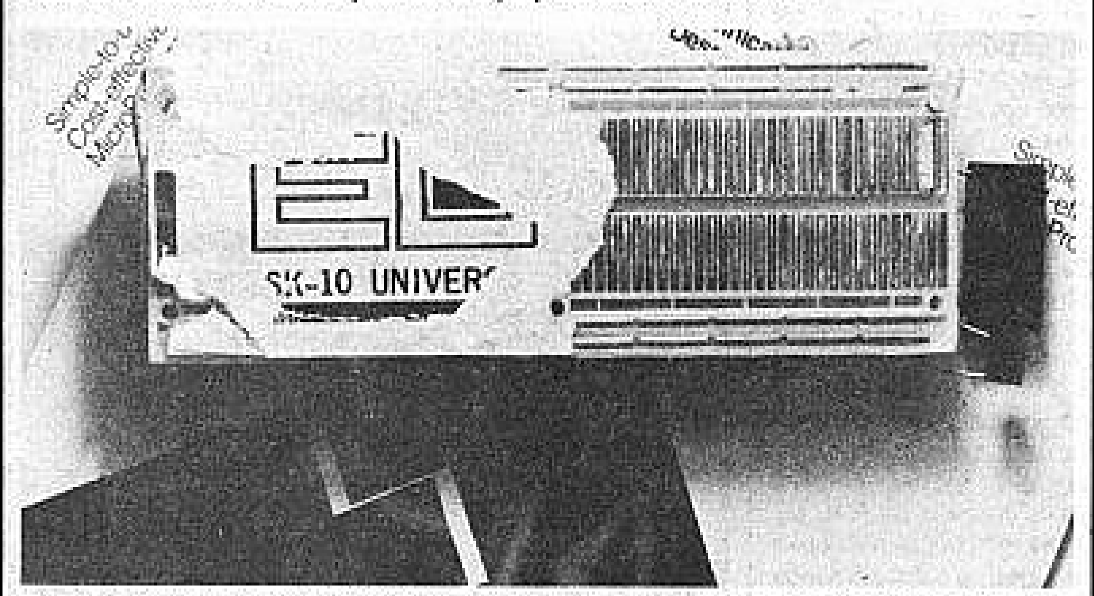


Photo 3. – Nous avons détruit une SK 10 pour mieux vous montrer la position des liaisons entre les trous. Attention donc aux courts-circuits existants par en dessous. Les imprudences coûtent cher, quand il s'agit de microprocesseurs.

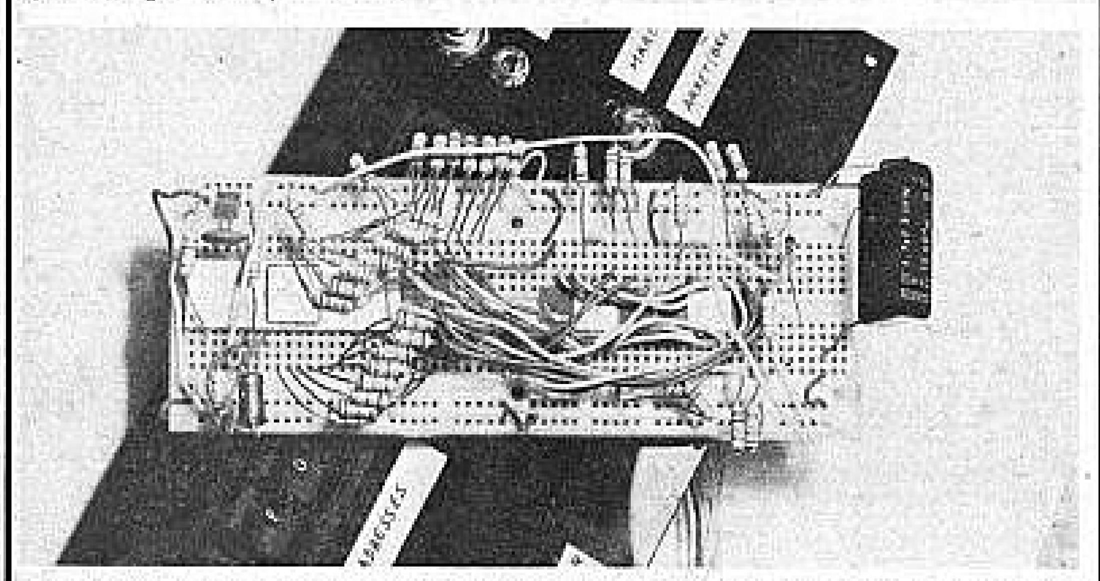


Photo 4. – Cette vue agrandie du câblage, vous permettra de le réaliser. Utiliser les figures 26 et 27 pour les valeurs des résistances et condensateurs.

Montage mécanique

Tous les détails se trouvent sur les photos 5, 6 et 7. L'ensemble tient parfaitement dans un boîtier TEKO P/3. Les diodes LED de visualisation sont montées directement sur la face avant dans des trous de 2,8 à 2,9 mm. Ne pas percer de trop grands trous pour les diodes LED. Réfléchir, avant le montage de deux, trois ou quatre roues codeuses d'adresse, en fonction de la taille des programmes que vous vous proposez de réaliser.

Conseils de mise au point et réglages

Avant la mise sous tension du SC/MP, vérifiez le câblage correct des alimentations + 5 et – 6 volts. Branchez deux résistances de 27 ohms à chaque sortie et vérifiez, au voltmètre, les bonnes tensions. Attention au fait que le câblage du régulateur positif n'est pas le même que celui de son homologue négatif !

Alimentez le SC/MP, après avoir bloqué ses bus par le commutateur Marche/Arrêt, sur Arrêt. Passez en « Ecriture » et écrivez l'octet « 08 » sur les roues codeuses de données. Vérifiez les tensions d'alimentation. En cas de surconsommation, les régulateurs disjonctent. Si vous constatez une tension nulle, arrêtez tout et assurez-vous du bon câblage des broches $\overline{ST}$, $\overline{CES}$, $\overline{CEL}$ de la mémoire. Si tout est en règle, recommencez.

Commutateur Marche/Arrêt, sur Marche. Les bus sont reconnectés en une ou deux secondes. En principe, comme nous sommes en écriture et que le SC/MP a accès aux bus, il y aura remplissage de la mémoire par l'octet de données affiché, en entrée, sur les roues codeuses. Encore faut-il que les adresses demandées, par le SC/MP, puissent être fournies.

Les roues codeuses d'adresse sont prioritaires. Pour les mettre hors-circuit, il

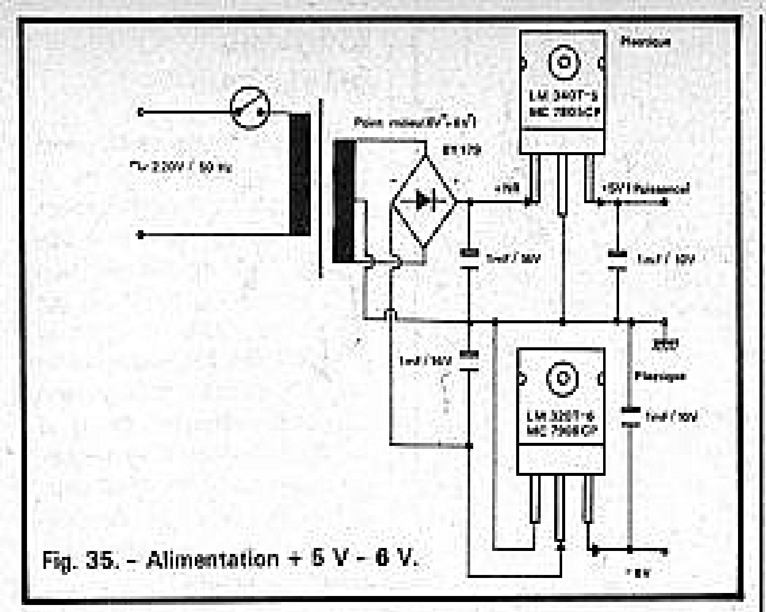
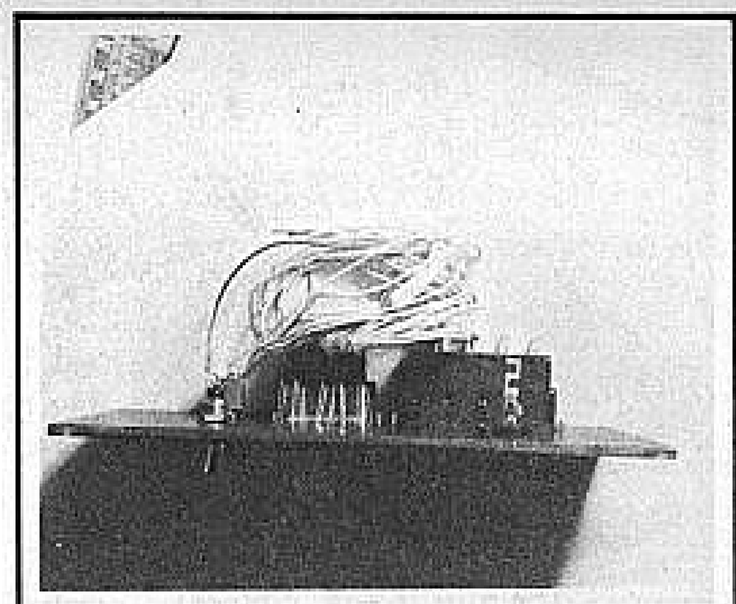
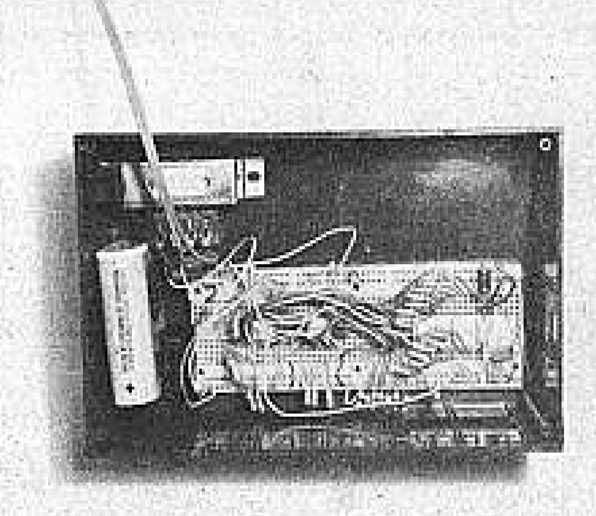


Fig. 35. – Alimentation + 5 V - 6 V.


Photo 5. - Vue latérale de la face avant. Remarquez les diodes LED montées sans aucun protocole, directement sur la plaque.


Photo 6. - De gauche à droite : le SC/MP, dont la broche « 1 » est en bas à gauche, les résistances tampon du bus adresses et données. Les deux RAM-C.MOS 74 C 920 de National SC. et la partie d'alimentation et de sauvegarde.

n'y a qu'une solution : adresser **0000**. Pour cette adresse, aucun contact ne mène au + VM et les roues codeuses, en question, disparaissent de la « circulation ». Les résistances de rappel à la masse diminuent, quelque peu, le niveau des signaux logiques d'adressage. Heureusement, le SC/MP utilisé est un canal P. Les niveaux hauts sont parfaits. Vers le bas, leur amplitude est plus que suffisante car elle aspire vers le – 6 V. D'autre part, les résistances de rappel ont dix fois la valeur des résistances-tampon du bus d'adresses. Les paliers hauts des signaux sont diminués d'environ 10 %, par les diviseurs résistance-tampon/résistance de rappel, mais nous dépassons largement le seuil du niveau haut, exigé par les circuits compatibles TTL.

Vérification de l'écriture-mémoire : Après avoir laissé tourner pendant une seconde, arrêtez le SC/MP en faisant « Arrêt ». Passez en « lecture ». Appuyez sur STROBE. Le contenu du mot-mémoire d'adresse « 000 » doit apparaître, dans le bon ordre, sur la « VISU » :

0000 000
0 8

Assurez-vous que cette même valeur est bien inscrite partout. Pointez un mot d'adresse quelconque avec les roues codeuses et appuyez à nouveau sur « STROBE ». Vérifiez s'il y a toujours « 08 ».

Branchez la pile plate de 4 VS, sans vous tromper de polarité. Hissez un mot-mémoire pour constater que tout est bien en ordre.

Coupez l'alimentation-secteur, en débranchant la prise. Attendez une minute et remettez-la. Vérifiez s'il y a bien 08 en mémoire. Si oui c'est gagné, votre mémoire est non volatile et il n'y a pas de « latch up » sinon, vérifiez le câblage.

Vérification du câblage, par programmation : Certaines parties du câblage peuvent être vérifiées par de simples opérations d'écriture/lecture. Par exemple, pour vérifier la bonne position des LED, car il est si facile de les inverser tant elles sont nombreuses, il suffit d'écrire et de lire juste après : 01, pour la première LED, 02 pour la seconde, 04, 08, 10, 20, 40, 80. Elles s'allumeront une à une. Le cycle d'écriture-lecture se déroule d'une façon très simple : quelle que soit

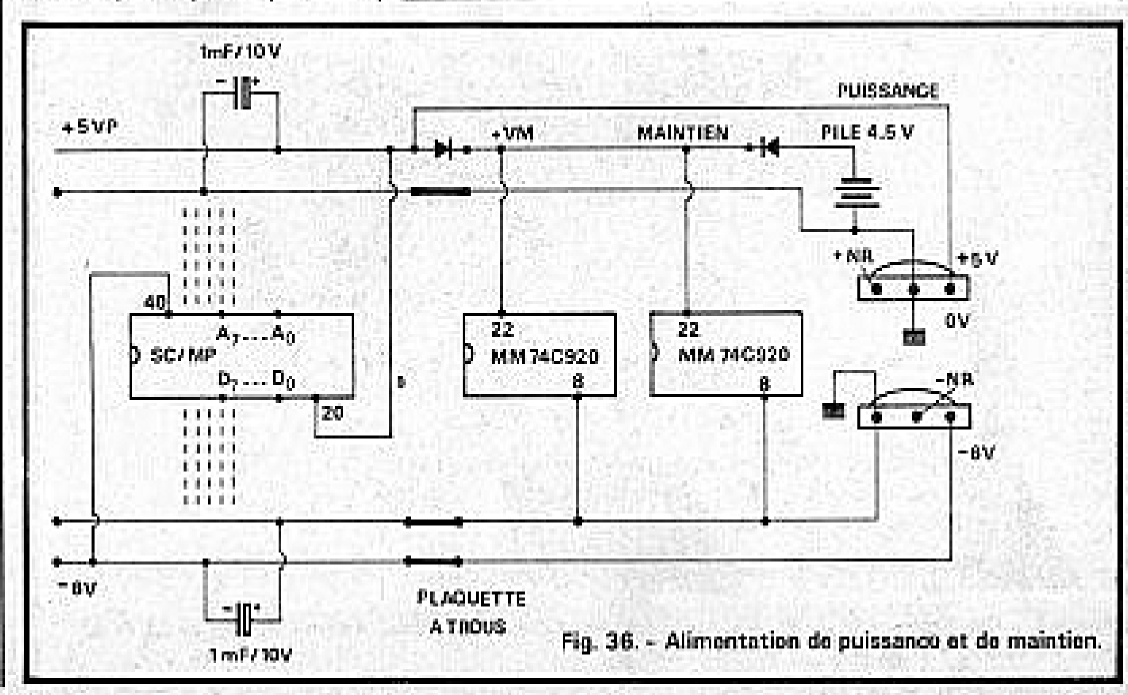


Fig. 36. - Alimentation de puissance et de maintien.

l'adresse, le SC/MP étant sur « Arrêt », on passe en « Écriture » et l'on appuie sur « STROBE » pour entrer la combinaison présente sur les roues codeuses de données. On lâche le bouton poussoir et l'on passe en « Lecture ». Un nouveau coup de bouton poussoir doit faire apparaître la bonne combinaison. La faute de câblage peut aussi provenir d'un fil de roue codeuse mal branché ou sorti de sa connexion. Si l'erreur provient d'un fil de données, ce n'est pas grave car on le vérifie immédiatement par la visualisation. L'erreur est plus grave si elle se situe dans les fils des roues codeuses d'adresses. Il n'y a pas de visualisation directe possible. Dans ce cas, on doit procéder à une programmation-test. Vous prenez le programme de la boîte musique et vous inscrivez 256 octets de programme et de mélodie, en vous arrêtant de temps en temps pour vérifier le bon fonctionnement. Cette inscription s'effectue en alimentation secteur, avec les bus déconnectés en position « Arrêt », et en se servant du « Strobe » et du commutateur « Écriture ». Une fois l'écriture du programme terminée, passez en « Lecture » et, sans appuyer sur « STROBE », mettez-le en marche sur un haut-parleur de faible puissance et de forte résistance (8 à 16 Ω). Branchez-le par prudence, à travers une résistance de 10 à 50 Ω, ou utilisez un amplificateur. Quelques secondes après la mise en marche, vous devriez entendre, dans le meilleur des cas, « La Truite » de Schubert. Si vous entendez un texte sonore quelconque, c'est tout de même gagné. A la mise sur « Marche », il se produit, en principe, en même temps que la connexion des bus, une remise à zéro. La première adresse, à laquelle on lit une instruction, est bien 001. Mais, il peut arriver qu'un parasite fasse démarrer le programme ailleurs qu'à cette adresse. Premier remède : augmentez la capacité d'oscillation du SC/MP. De 390 pF, passez carrément à 10 nF. Recommencez. Une bonne remise à zéro fera partir « La Truite » à un rythme d'enterrement. Ce n'est pas catastrophique. Vous pourrez vous en sortir en branchant un condensateur, de 0,1 µF, sur la sortie de telle ou telle alimentation stabilisée ou en arrangeant vos fils, afin de diminuer au maximum les couplages parasites. Il suffit, parfois, de bien les enfoncer pour voir le programme démarrer correctement.

* Si vous n'êtes pas très pressés, commencez par le programme du générateur de ton déjà décrit. A la mise en marche, vous devriez entendre l'oscillation que vous pourrez programmer, en fréquence, à volonté. Ce programme, très bref, d'une douzaine de mots, pourra vérifier le bon câblage de trois ou quatre fils d'adresse.

En matière de conseils de mise au point, nous avons été très « redondants ». Rassurez-vous, car généralement ça marche du premier coup. C'est d'ailleurs ce que nous vous souhaitons.

André DORIS

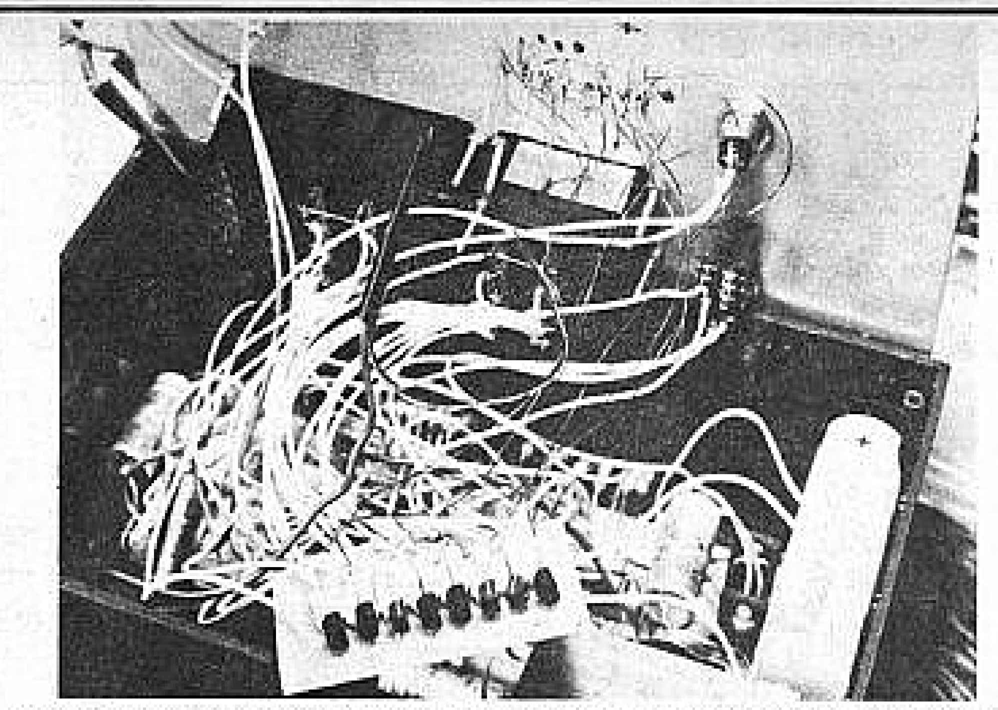


Photo 7. - Trois techniques ont été employées pour le câblage : le circuit imprimé (visu-données), la plaquette à trous pour assemblage sans soudure et le wrapping (les LEDS de la visu). Visibles à droite : les deux régulateurs de tension d'alimentation + 5, - 6.

Liste de composants

1 Unité centrale : ISP - 8 A/500 D (SC/MP) National Semiconductor
2 Mémoires RAM CMOS : MM 74 C 920 (National SC)
1 Régulateur de tension positive 5 V : LM 340 T-5 (National SC) ou MC 7805 CP (Motorola)
1 Régulateur de tension négative - 6 V : LM 320 T-6 (National SC) ou MC 7906 CP (Motorola)
1 Pont de diodes 1 A 5/25 V BY 179 ou équivalent
5 Condensateurs électrolytiques de 1000 µF/10 V
28 Résistances 15 kΩ ; 1/4 W ; 10 %
8 Résistances 100 kΩ ; 1/4 W ; 10 %
8 Résistances 1,8 kΩ ; 1/4 W ; 10 %
1 Transformateur 12 V secondaire à pont milieu, 25 VA.
1 Pile plate 4,5 V
1 Support de connexions SK10 (AOIP)
5 Roues Codeuses hexadécimales D 111145 - HEXA (Tekelec Airtronic)
8 LED rouges de 3 mm/20 mA quelconques - Siemens
8 Transistors BC 239 C - Siemens
8 Résistances 430 Ω 1/4 W 10 %
8 Résistances 100 kΩ 1/4 W 10 %
1 Bouton-poussoir à inverseur unipolaire
3 Commutateurs unipolaires
1 Fiche de haut-parleur (femelle)
1 Boîtier Teko Modèle P/3



Photo 7 bis.

LES ALIMENTATIONS STABILISEES

Il n'est que fort peu de montages électroniques, qui puissent se dispenser d'une alimentation, source d'une ou de plusieurs tensions continues. Beaucoup de circuits exigent que cette alimentation soit stabilisée, c'est-à-dire que sa tension de sortie ne varie pas, ou du moins très peu, avec le courant débité.

Si, pour bien des applications, la multiplication des circuits intégrés fait perdre un peu de son intérêt aux alimentations conçues et réalisées à partir de composants discrets, il reste tout de même des cas où ces dernières se révèlent encore utiles. Au reste, leur étude ne peut que faciliter la compréhension des schémas d'alimentations intégrées, dons le fonctionnement repose sur les mêmes principes.

I – Les alimentations non stabilisées

Toute alimentation, qu'elle délivre une tension continue ou des signaux variables avec le temps (il s'agit alors des générateurs), qu'elle mette en œuvre un phénomène chimique (piles et accumulateurs) ou purement électrique (ensemble redresseur et filtre), etc., peut toujours être représentée comme l'indique le schéma de la figure 1.

Celui-ci comporte une source de tension supposée parfaite, c'est-à-dire ne dépendant pas de l'intensité débitée, et qui délivre la force électromotrice e ; elle comporte également une résistance interne R_i, qui traduit justement la perte de tension de sortie, quand l'alimentation débite. Physiquement, cette résistance interne est, par exemple, celle des enroulements du transformateur, augmentée de la résistance directe des diodes de redressement.

A vide, c'est-à-dire lorsque l'alimentation ne débite aucun courant, il n'y a pas de chute de tension dans R_i : V égale donc la force électro-motrice e. Par contre, si la présence d'une charge, ici symbolisée par la résistance R_c, fait sortir un courant d'intensité I, l'ensemble R_i et R_c se comporte comme un diviseur de tension. On a alors :

$$V = \frac{R_c}{R_c + R_i} e$$

La tension de sortie décroît alors, en même temps que la résistance de la charge R_c.

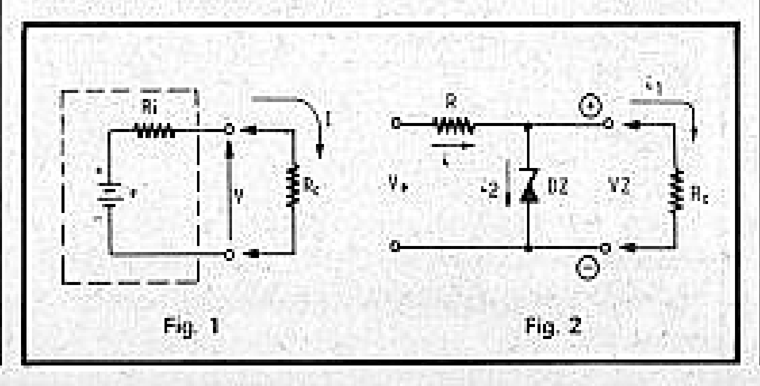


Fig. 1 Fig. 2

II – La stabilisation par diode zéner

Il existe deux grandes classes d'alimentations stabilisées : les alimentations à régulation série, et les alimentations à régulation parallèle. Ces dernières offrent un rendement inférieur (le rendement se définit comme le rapport de la puissance fournie à la charge, à la puissance totale consommée), et ne sont que rarement utilisées : nous les passerons sous silence.

Cependant, il reste un cas d'alimentations à régulation parallèle, couramment exploité : il met en jeu les diodes zéner, soit de façon directe

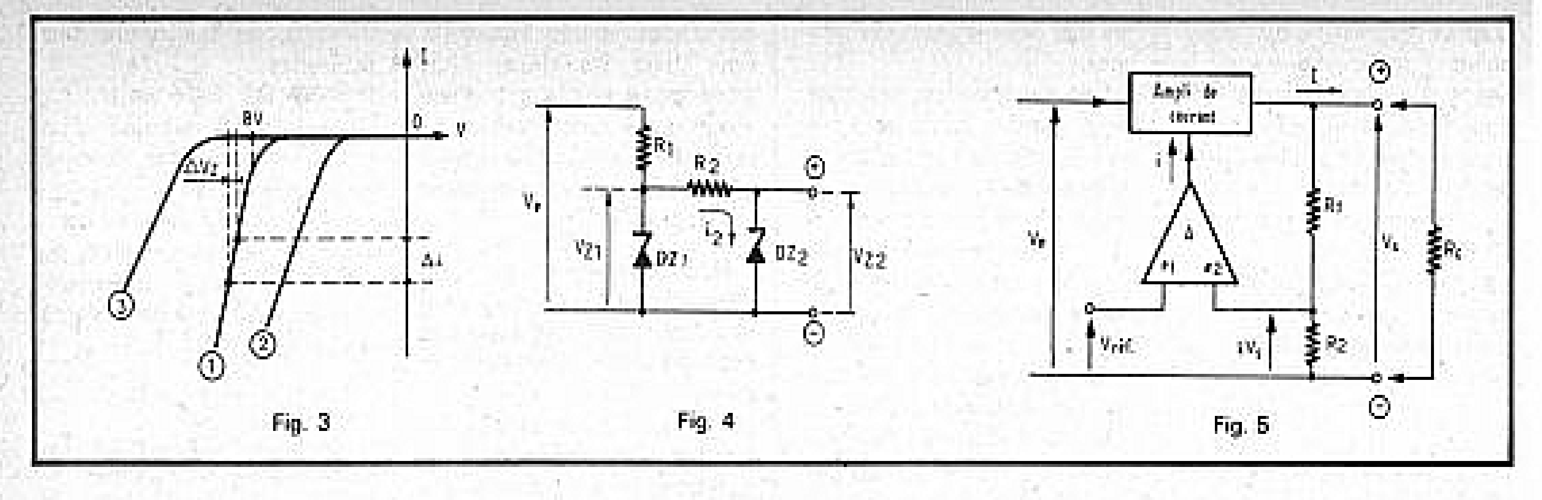


Fig. 3 Fig. 4 Fig. 5

pour la stabilisation de tensions fixes avec des très faibles débits, soit indirectement, pour l'élaboration de la tension de référence, que comporte toute alimentation stabilisée.

Le montage le plus simple, à diode zéner, est celui de la figure 2. Supposons d'abord la diode parfaite, donc sa tension d'avalanche, V_z, indépendante du courant inverse qui la traverse. Dans le circuit de la figure 2, nous appellerons V_e la tension appliquée en aval, et non stabilisée. Si aucune charge n'est connectée à la sortie, le même courant i traverse la résistance R, et la diode. Celle-ci impose la tension de sortie V_z.

Branchons maintenant une charge R_c qui, sous la différence de potentiel V_z, consomme le courant i_1. En supposant que V_e n'ait pas, ou très peu, changé, l'intensité i qui traverse R, a toujours la même valeur :

$$i = \frac{V_e - V_z}{R}$$

Le courant i se partage donc entre la charge (intensité i_1) et la diode (intensité i_z), avec évidemment :

$$i = i_1 + i_z$$

La tension de sortie reste toujours V_z, puisque nous avons supposé la diode parfaite. Cette situation se maintient tant que i_1 n'atteint pas la valeur i ; au contraire, si i_1 égale ou dépasse la valeur initiale de i, aucun courant ne traverse plus DZ, et il n'y a pas régulation.

Ce type de régulation est dit « parallèle », parce que les variations de courant à travers la charge, sont compensées par des variations égales, mais de sens opposé, du courant dans le régulateur, branché en parallèle sur cette charge.

L'analyse que nous venons de faire, s'applique au cas idéal, donc inexistant, d'une diode parfaite. Dans la pratique, la caractéristique inverse d'une diode zéner (courbe 1, figure 3), ne présente ni un coude franc, ni une branche régulatrice verticale. A cause de la pente non infinie, on voit qu'à une variation Δi du courant inverse traversant la diode, correspond une variation ΔV_z de la tension anode-cathode. On peut définir la résistance dynamique, comme le rapport :

$$r_d = \frac{\Delta V_z}{\Delta i}$$

C'est pour les tensions voisines de 8 volts, que la résistance dynamique est la plus faible. A des tensions d'avalanche plus basses (courbe 2 de la figure 3), ou plus élevées (courbe 3, même figure), correspondent des résistances dynamiques plus grandes, donc des régulations moins bonnes. Par ailleurs, on montre que les plus faibles coefficients de température, sont obtenus pour des tensions de 6 à 7 volts. Dans la pratique, et chaque fois que cela est possible, on choisira donc des diodes régulatrices dont la tension zéner se situe entre 6 et 8 volts.

Pour minimiser l'influence des variations d'intensité dans la diode, on a intérêt à ne consommer, en sortie, qu'un courant négligeable devant le courant cathode-anode : nous en trouverons des applications plus loin. D'autre part, il peut être intéressant de recourir à une stabilisation à deux étages (fig. 4). Ainsi, la tension V_{z1} ne variant déjà que très peu, le courant i_2 est presque constant, et la tension V_{z2} très très stable.

III – Principe de la régulation série de tension

Nous ferons référence à la figure 5, synoptique universellement applicable à toutes les alimentations à régulation série, quelles que soient leur structure interne, et leur complexité.

V_e désigne la tension amont, non stabilisée, et V_s la tension de sortie, après stabilisation. Nous désignerons d'autre part par V_{ref} la tension de référence, supposée parfaitement constante.

Le montage comporte deux amplificateurs. Le premier, amplificateur de courant parfois appelé ballast, reçoit une intensité i, et débite une intensité I. Naturellement, celle-ci provient, finalement, de l'alimentation non régulée (redresseur et filtre, le plus souvent). Si nous appelons G le gain en courant du ballast, on a :

$I = G\,i$

L'amplificateur A comporte deux entrées différentielles. L'une, e_1, reçoit la tension de référence V_{ref}. L'autre entrée, e_2, reçoit une fraction kV_s (k est inférieur à 1) de la tension de sortie V_s de l'alimentation. Le rapport k est déterminé par le choix des résistances R_1 et R_2 :

$$R = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Cet amplificateur a pour propriété de délivrer, à sa sortie, un courant dont l'intensité i est proportionnelle à la différence des tensions appliquées sur les entrées e_1 et e_2. En appelant s le coefficient de proportionnalité, on a donc :

$$i = s\,(V_{ref} - RV_s)$$

La stabilisation serait parfaite si la tension de sortie V_s de l'alimentation, ne dépendait absolument pas du courant débité : ceci reviendrait à dire que l'alimentation stabilisée, présente une résistance interne nulle.

En pratique, on ne parvient évidemment pas à ce résultat, dont on cherche seulement à se rapprocher, en diminuant autant que possible la résistance interne. Il est donc intéressant de calculer cette dernière, qui n'est autre que le rapport

$$R_i = \frac{\Delta V_s}{\Delta I}$$

ou en considérant des accroissements infiniments petits, la dérivée de V_s par rapport à I :

$$R_i = \frac{dV_s}{dI}$$

Or, V_{ref}, k et s étant des constantes, en différenciant l'expression de i, on trouve, au signe près :

$$di = sk\,dV_s$$

D'autre part, comme I = Gi, on trouve

$$dI = G\,di$$

Finalement, la résistance interne R_i a pour expression :

$$R_i = \frac{dV_s}{dI} = \frac{1}{s\,k\,G}$$

Les coefficients k et G ont été définis précédemment.

D'après l'expression donnant i, on voit que s n'est autre que la pente de l'amplificateur A. Pour obtenir une bonne stabilisation, donc une faible valeur de R_i, il faut donc :
– un amplificateur A à pente élevée
– un amplificateur de courant de grand gain G
– choisir un rapport k aussi proche que possible de 1.

IV – Vers le schéma d'une alimentation stabilisée

Il existe, évidemment, de nombreux moyens pratiques de réaliser l'alimentation représentée synoptiquement à la figure 5. Le schéma que nous proposons à la figure 6 est le plus simple, ce qui ne nuit pas d'ailleurs à son efficacité, au prix de quelques aménagement sur lesquels nous reviendrons.

L'amplificateur A est ici le transistor T_1. Il reçoit sur sa base (entrée e_1), la tension de référence prise aux bornes de la diode zéner DZ. L'entrée e_2 est constituée par l'émetteur, relié au point milieu du pont R_1, R_2.

L'amplificateur de courant, ou ballast, est le transistor PNP T_2 : le choix de la polarité de T_2 est imposé par le sens du courant i qui, pénétrant dans le collecteur du NPN T_1, doit sortir par la base de T_2. Le gain G est évidemment le gain en courant β_2 du transistor T_2. Par ailleurs, le coefficient s n'est autre que la pente du transistor T_1. Cette pente étant, comme on le sait, proportionnelle au courant de collecteur i de T_1, donc finalement à I, la régulation sera meilleure pour les fortes que pour les faibles intensités.

Une faiblesse du montage, réside dans le passage, à travers R_2, du courant collecteur émetteur de T_1, ce qui crée une chute de tension s'ajoutant à kV_s. Pour minimiser cette influence, on devra choisir de faibles valeurs pour R_1 et R_2 : ainsi, l'intensité traversant l'ensemble des deux résistances est supérieure à i.

On peut d'ailleurs diminuer l'intensité i, en remplaçant l'unique transistor T_2, par un groupement de deux transistors T_2 et T_3, dont le gain en courant devient :
$G = \beta_2 \beta_3$
Selon qu'on utilise des transistors de même polarité, ou de polarités différentes, on retiendra les groupements de la figure 7 (Darlington de deux PNP), ou de la figure 8. Ce dernier cas nous semble plus intéressant, car le transistor de puissance T_2 est un NPN, plus facile à trouver et moins coûteux qu'un PNP.

Lorsqu'on désire une tension de sortie variable, on peut compléter le circuit, par le dispositif de la figure 9 : la tension de référence, variable, est maintenant prise sur le curseur du potentiomètre P. Naturellement, pour maintenir la qualité de la régulation des tensions de référence, il faut que le courant traversant P, reste faible devant celui qui passe dans la diode DZ.

V – Un exemple pratique de réalisation

Les considérations que nous venons de développer, nous conduisent tout naturellement au schéma de la figure 10. Pour fixer les idées, nous admettrons qu'il s'agit d'une alimentation dont la tension de sortie doit être réglable entre 0 et 20 volts, avec un débit maximal de 0,5 A.

Nous n'examinerons pas, dans ses détails, le problème du choix du transformateur, des diodes de redressement, et du condensateur de filtrage C_1. On pourrait aussi adopter un filtrage électronique : ces questions ont été traitées dans un autre article, que nous avons publié dans ces colonnes.

Avant stabilisation, on trouvera une tension qui peut varier entre 25 volts et 35 volts, selon le débit, les caractéristiques exactes du transformateur, et la tension du secteur. Pour une bonne stabilisation, et une faible composante de bruit, il est conseillé de faire passer au moins 2 à 3 mA dans la diode zéner, choisie de 6,2 volts pour des raisons déjà expliquées. Nous adopterons 5 mA, ce qui conduit à une résistance R_3 de 4,7 kΩ ou 5,6 kΩ.

Le potentiomètre P, de 10 kΩ, ne prélève qu'une intensité de 0,6 mA, ce qui satisfait aux conditions énoncées plus haut. On notera la présence de C_2, qui élimine les résidus d'ondulation, et la tension de bruit.

Le choix de T_2 est essentiellement conditionné par la puissance maximale dissipée. On obtient cette dissipation maximale lorsque l'intensité atteint 0,5 A, et que la tension de sortie est nulle : la tension collecteur-émetteur de T_2 est alors maximum, et voisine de 30 volts, ce qui donne une puissance :
$P = 30 . 0,5 = 15$ watts
Un 2N 3055, équipé d'un radiateur convenable, donnera toute satisfaction.

En admettant, pour ce transistor, un gain en courant β_2 de 50, le courant collecteur-émetteur maximal de T_3, aura pour intensité :

$$i_{T3} = \frac{500}{50} = 10 \text{ mA}$$

La puissance dissipée par T_3, ne dépassera donc jamais :
$P = V.I = 30 . 10^{-2} = 0,3$ watt
Un PNP de type 2N 2905 convient parfaitement.

Enfin, pour ce qui concerne T_2, n'importe quel NPN de petite puissance, capable de supporter 35 volts, peut être choisi : par exemple, BC 317, BC 318, etc.

Il reste à déterminer les valeurs des résistances R_1 et R_2. On sait que le courant traversant l'ensemble du pont, doit être très supérieur (par exemple 100 fois), au courant maximal d'émetteur (donc de collecteur) de T_1. Or, si T_3 a un gain de 100 (il sera généralement supérieur), le courant de sortie de 500 mA, sera obtenu pour un courant d'émetteur de 0,1 mA, dans T_1. On fera donc passer, dans $R_1 R_2$, une intensité de 10 mA pour une tension de sortie moyenne, soit 10 volts. Cette condition donne :

$$R_1 + R_2 = 1 \text{ k}\Omega$$

La tension de sortie maximale, donc 20 volts, est obtenue quand le curseur de P est porté à 6,2 volts, donc l'émetteur de T_1, à 5,6 volts environ. On choisira donc :
$R_1 = 220\ \Omega$
$R_2 = 680\ \Omega$
pour tomber sur des valeurs normalisées.

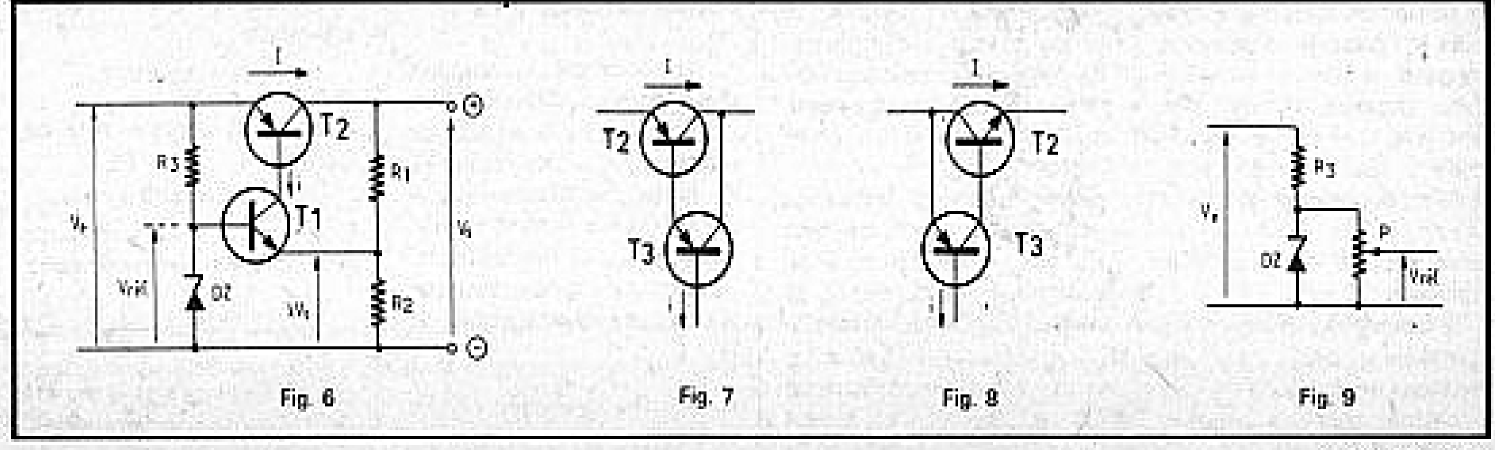


Fig. 6 Fig. 7 Fig. 8 Fig. 9

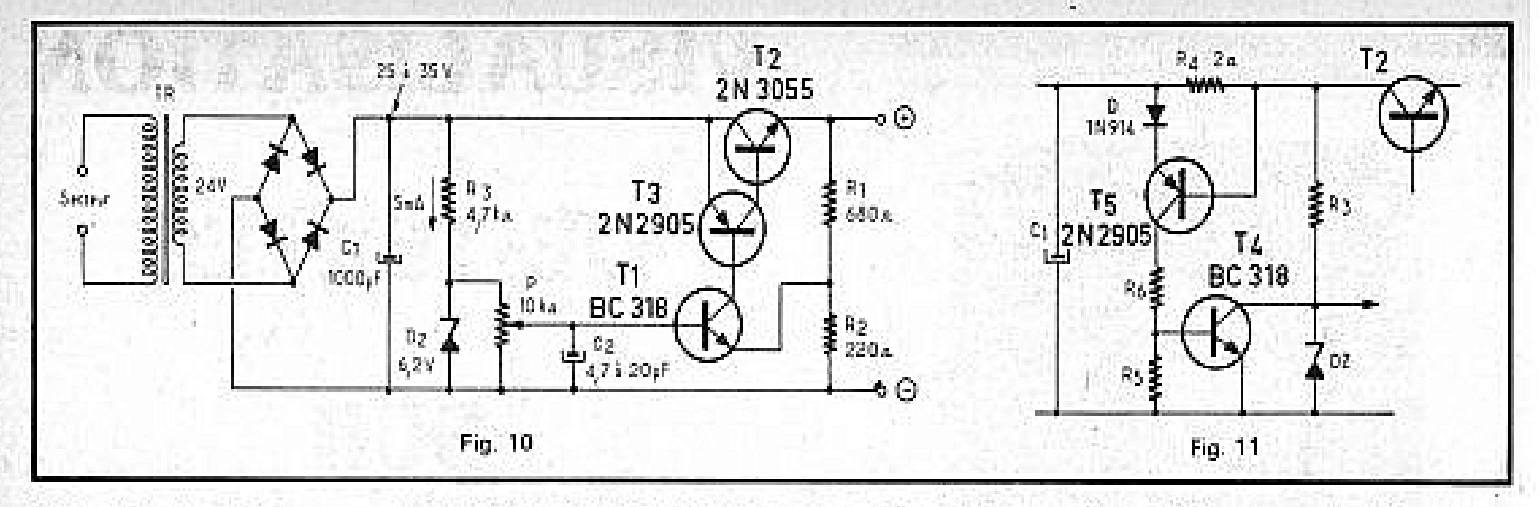


Fig. 10

Fig. 11

VI – Protection contre les surintensités

Une telle protection, sans grand intérêt dans le cas d'une alimentation fixe destinée à un montage particulier, se révèle indispensable pour une alimentation de laboratoire. Diverses solutions sont possibles, et nous n'en retiendrons qu'un exemple, illustré par la figure 11.

Nous n'avons repris, sur cette figure, que la partie du montage de la figure 10, qui doit être modifiée. Normalement, l'intensité I qui traverse R_4, n'y produit qu'une chute de tension inférieure au volt. Dans ces conditions, le transistor PNP T_5, dont le seuil de conduction est élevé au-dessus du volt grâce à la diode au silicium D, reste bloqué. Il ne passe aucun courant dans R_5 et R_6, et T_4, lui aussi bloqué, se comporte comme un interrupteur ouvert : la diode DZ fonctionne normalement.

Quand l'intensité I atteint 0,5 A, la chute de tension aux bornes de R_4 rend T_5 conducteur, et le sature rapidement. On choisit le diviseur R_5 R_6 pour qu'il y ait alors environ deux volts sur la base de T_4 qui, saturé, court-circuite DZ et annule la tension de référence, ainsi que la tension de sortie.

Le choix des transistors n'est absolument pas critique, pourvu que T_5 « tienne » au moins 35 volts. A la saturation, on fera passer quelques milliampères dans le collecteur de T_5. Par exemple, choisissons 2 mA : on prendra alors :

R_5 = 1 kΩ
R_6 = 10 kΩ ou 15 kΩ

D est une diode au silicium de faible puissance.

Pour nous résumer

Malgré le développement rapide des alimentations en circuits intégrés, il reste encore parfois utile de concevoir, et de réaliser, un montage à éléments discrets. Compte tenu d'un certain arbitraire inévitable, et pour lequel l'expérience reste le meilleur des guides, les indications données dans notre étude devraient permettre à chacun de concevoir son montage.

BIGLIOGRAPHIES

Développement et tirage couleur par Gérard Betton

Les procédés de traitement des surfaces sensibles couleur, négatives ou positives, ont été simplifiés à l'extrême, et aujourd'hui le développement et le tirage couleur ne présentent pas plus de difficulté qu'en noir et blanc. Ainsi, comme pour le noir et blanc, il suffit de deux bains (un révélateur et un blanchiment/fixage) et moins de dix minutes pour le traitement de films ou papiers négatifs couleurs. Il est très facile d'obtenir des agrandissements en couleurs d'une excellente qualité, surtout à partir de dispositives, procédé positif-positif, pour lequel la détermination du filtrage correct pour éliminer les dominantes ne pose aucun problème.

Désormais, tout amateur soigneux est capable d'obtenir des images souvent plus belles – quant à la finesse et au rendu des couleurs – que celles fournies par les grands laboratoires industriels effectuant des tirages en série. De plus, les effets spéciaux, interventions diverses à l'agrandissement ou au cours du traitement, ne sont en général possibles que si l'amateur effectue lui-même ses tirages.

« Développement et trage couleur » est un livre solidement documenté, écrit dans un langage simple, clair et précis. C'est un guide pratique, une synthèse des progrès les plus récents, indispensable à tous les photographes amateurs qui désirent réaliser eux-mêmes leurs travaux couleur.

Un volume 11,5 x 17,6 cm de 128 pages. Collection Que Sais-Je ? Nº 1716. Prix : 9 F.

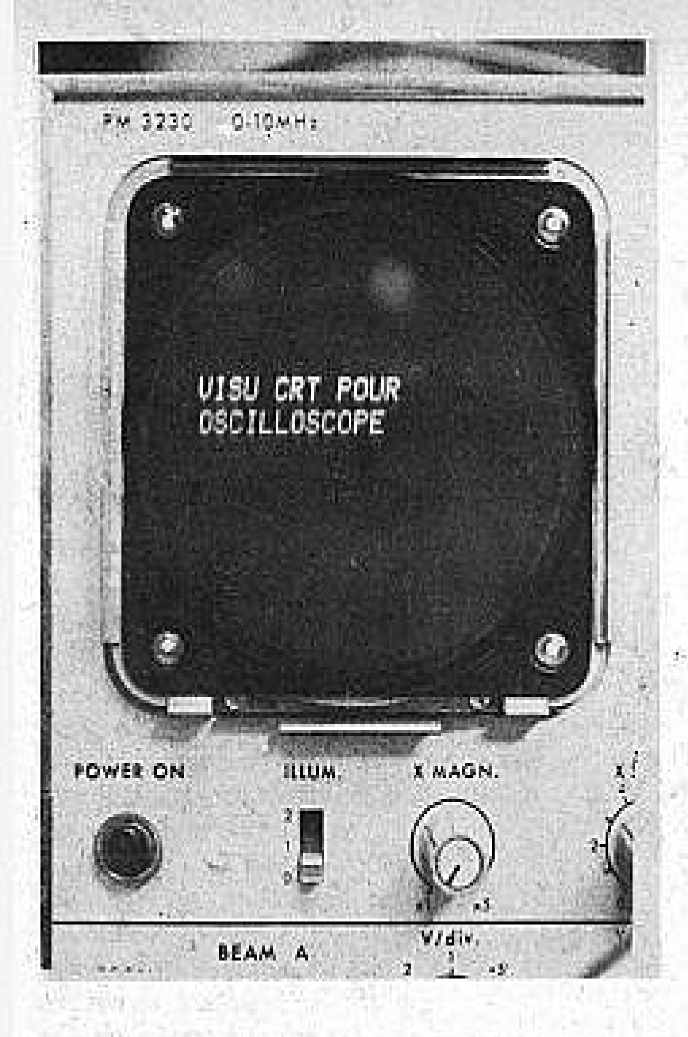
Les gadgets électroniques et leur réalisation par B. Fighiera (6[e] édition)

Sommaire : Les courants faibles – Les autres composants passifs – Les diodes – Les transistors – Les thyristors et les triacs – La représentation schématique – Le matériel nécessaire – L'art de la soudure – Les supports de montage – Conseils pratiques pour le montage des plaquettes – précautions pour l'implantation des éléments – l'habillage et la finition – les idées et la réalisation, les astérisques – Dispositif pour tester la nervosité – La boîte à gadgets – Les récepteurs simplifiés – Récepteur fonctionnant avec de l'eau salée – Récepteur 4 transistors – Dispositif anti-moustique électronique – Roulette électronique – Convertisseur pour bande aviation – Métronome à deux transistors.

Un volume broché, 160 pages, format 15 x 21, 138 schémas, couverture couleur. Prix : 28 F – E.T.S.F.

Diffusion exclusive : Editions Techniques et Scientifiques Françaises, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

En vente chez votre libraire habituel ou à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.



VISUALISATION DE TEXTES SUR TUBE CATHODIQUE

(Suite voir N° 1629)

Visualisation d'une ou plusieurs lignes d'un nombre quelconque de caractères

La figure 10 montre le complément qui transforme le circuit de visualisation de la figure 6 en visualiseur de texte. Pour ce faire, il suffit de faire avancer d'un pas, en binaire, un compteur de caractères qui adresse une mémoire vive contenant le texte, à chaque front de descente du signal A_3 de la figure 9.

Cette mémoire peut avoir une capacité quelconque. Elle pourra être organisée en mots de 8 bits ou en 1 seul bit. La seconde solution sera plus avantageuse pour un générateur de caractères nécessitant 6 lignes d'adressage.

Sinon, deux fils D_6, D_7, non utilisés, mèneront à 1/4 de mémoire inutile. Six boîtier-mémoire à 1 bit, en parallèle, pourront former une mémoire d'écran à 6 bits par mot et un nombre quelconque de mots plus avantageux.

L'expérience indique qu'il y a une limite de lisibilité, à 32 caractères par ligne, même pour les plus grands écrans d'oscilloscope. En conséquence, la sortie A_4 du compteur de caractères $2^5 = 32$ pourra être utilisée à la commutation du balayage horizontal de l'oscillo vers une nouvelle ligne.

Description et fonctionnement

Nous avons choisi de visualiser 4 lignes de 32 caractères. Selon l'exemple de la réalisation on peut choisir un nombre quelconque de lignes ou de caractères, en fonction de la mémoire dont nous disposerons. Il faudra néanmoins se ralier à la partie interface avec l'entrée Y qui est décrite ci-dessous.

Si l'on ignore la partie mémoire d'écran, le schéma de fonctionnement de l'appareil est celui de la figure 11.

Par rapport aux schémas précédents, nous ajoutons deux compteurs, par 32 et par 4, pouvant être assimilés au compteur binaire d'adressage de la mémoire de la figure 10, le générateur de dents de scie synchronisé sur la fréquence fo/8, un ampli de mise en forme et un convertisseur digital-analogique pour donner un écart en Y nécessaire à la non superposition des quatre lignes de caractères.

Le compteur par 128 (par 32 et par 4 en cascade), est à zéro quand le spot se trouve à son point de départ, en haut et à gauche de l'écran.

Le balayage X, horizontal de l'oscilloscope est obtenu à partir de sa propre base de temps, synchronisée par le signal de fin de ligne (fo/1536).

On retrouve, bien entendu, le compteur par 8 et le compteur par 6, nécessaires à l'affichage d'un caractère.

Le générateur de dents de scie, synchronisé à la fréquence fo/8 est décrit par la figure 12. Le transistor T_1 dans ce circuit est une source à courant constant qui charge linéairement le condensateur C.

La pente de croissance de la tension aux bornes du condensateur est d'autant plus raide que le courant est plus fort. Les impulsions arrivant à la fré-

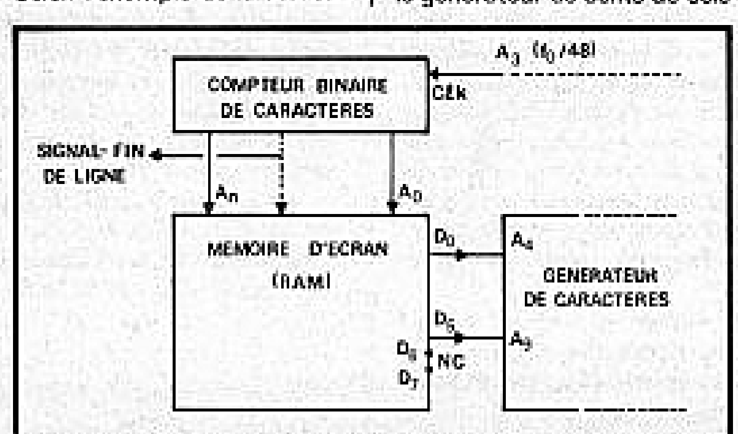


Fig. 10. – Circuits supplémentaires pour réaliser un texte de plusieurs lignes de caractères.

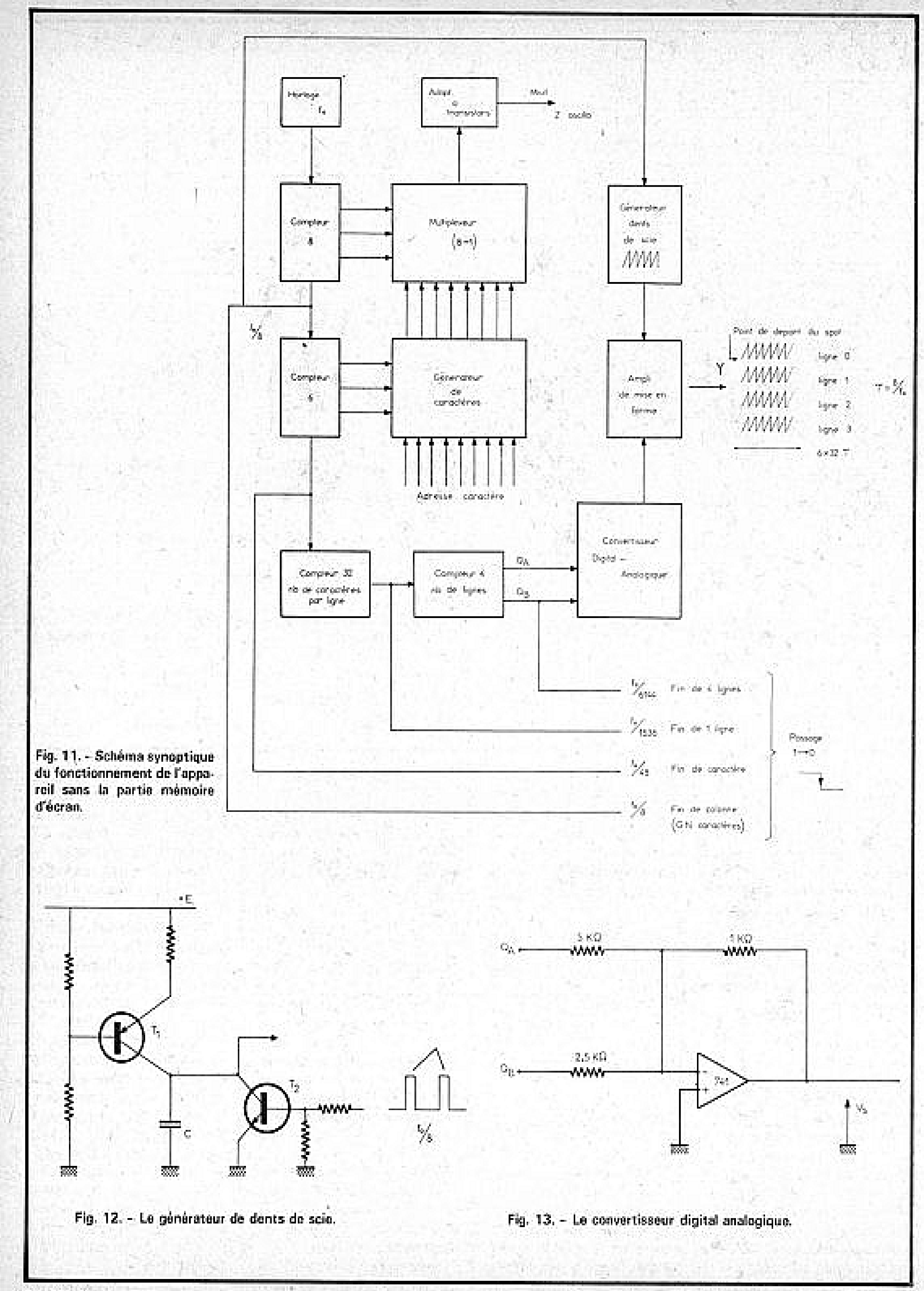
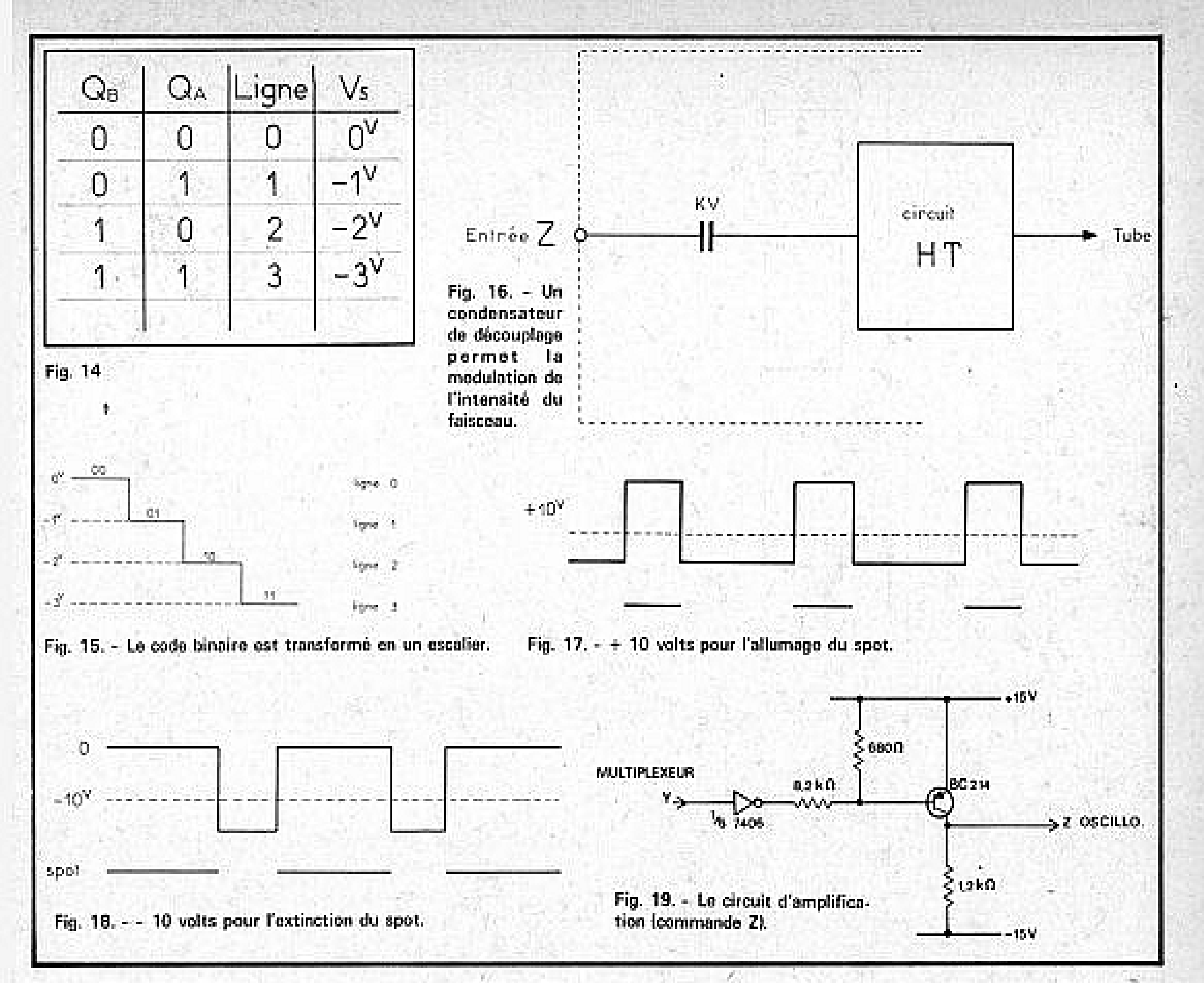


Fig. 11. – Schéma synoptique du fonctionnement de l'appareil sans la partie mémoire d'écran.

Fig. 12. – Le générateur de dents de scie.

Fig. 13. – Le convertisseur digital analogique.



Q_B	Q_A	Ligne	V_s
0	0	0	0^V
0	1	1	-1^V
1	0	2	-2^V
1	1	3	-3^V

Fig. 14

Fig. 16. – Un condensateur de découplage permet la modulation de l'intensité du faisceau.

Fig. 15. – Le code binaire est transformé en un escalier.

Fig. 17. – + 10 volts pour l'allumage du spot.

Fig. 18. – – 10 volts pour l'extinction du spot.

Fig. 19. – Le circuit d'amplification (commande Z).

quence fo/8, déchargent, par l'intermédiaire du transistor T_2, le condensateur. L'amplitude de la dent de scie ainsi obtenue donnera la hauteur des caractère. En réalité, comme nous le verrons plus bas, T_2 est 1/6 de circuit TTL 7406, inverseur à collecteur ouvert. La dent de scie ainsi obtenue est séparée et mixée au signal fourni par un convertisseur digital analogique dans un ampli opérationnel

Le convertisseur digital-analogique a pour mission de transformer le code binaire arrivant sur ses entrées Q_A et Q_B, de la figure 13 en un escalier que montre la figure 15, conformément au tableau de la figure 14. Il est original, parce qu'il utilise un amplificateur sommateur et deux simples résistances de pondération des entrées Q_A et Q_B pour réaliser une conversion qui utilise souvent des circuits spécialisés.

En sortie du compteur par 4 de la figure 11, les 4 lignes de caractères se trouvent codées en binaire. Pour chaque valeur du couple (Q_A, Q_B) il faut associer une tension V_s de façon à décaler le spot. On obtient ainsi, par exemple, 0 V, – 1 V, – 2 V, – 3 V.

Le niveau « 1 » n'est pas à + 5 V. Pourtant le montage convient grâce au fait que les niveaux hauts TTL, Q_A et Q_B sont égaux, même s'ils sont inférieurs à la tension d'alimentation de la partie TTI du montage.

Adaptateur à transistors pour la modulation Z de l'oscilloscope :

Il a pour mission de rendre compatible la commande TTL d'extinction ou d'allumage du spot avec le nécessaire à la modulation du spot de l'oscilloscope. Comme le montre la figure 16, un condensateur de découplage permet dans une large plage de fréquences la modulation de l'intensité du faisceau. Les circuits menant au « wehnelt », la grille du tube cathodique, peuvent varier d'un oscilloscope à l'autre. Notre montage, sur un PM 3231 – Philips, demande une impulsion d'au moins 10 V pour l'allumage du spot (fig. 17) ou – 10 V pour son extinction (fig. 18). En fonction de la polarité de l'impulsion de modulation Z choisie, nous pourrons obtenir soit des lettres lumineuses sur un fond noir, soit le contraire.

Le circuit qui réalise cette amplification est celui de la figure 19.

Nous reviendrons sur les détails de ces fonctions dans une schématèque, après la description de la partie de mémorisation de texte.

Mémoire d'écran : la mémorisation la plus simple et la plus économique est le registre à décalage à recyclage. Nous utilisons six registres à décalage, pour chaque bit d'adressage du générateur de caractères, d'une capacité égale à 32 bits/ligne x 4 lignes = 128 bits.

Ces six registres à 128 bits en parallèle reçoivent en commun l'impulsion d'avancement de caractère fo/48 et une commande de recyclage, comme le montre la figure 20. En numérotant les lignes de « 0 » à « 3 » et les caractères de « 0 » à « 31 », lorsque le spot se trouvera à son point de départ, le contenu de chacun des 6 registres de 128 bits sera celui de la figure 21. Si le registre est en recyclage, après 128 impulsions il se trouvera de nouveau dans la même position. Pour charger le registre, la seule façon est un chargement série.

Le registre utilisé est du type

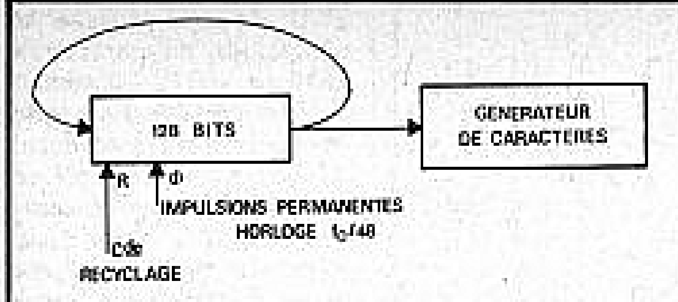


Fig. 20. – Mémoire à recyclage pour 1 bit d'adresse du générateur de caractères.

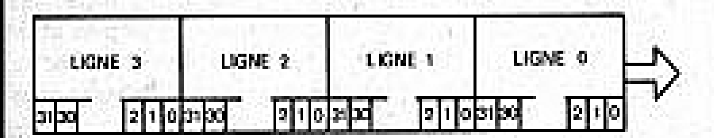


Fig. 21. - Organisation en lignes et caractères de la mémoire.

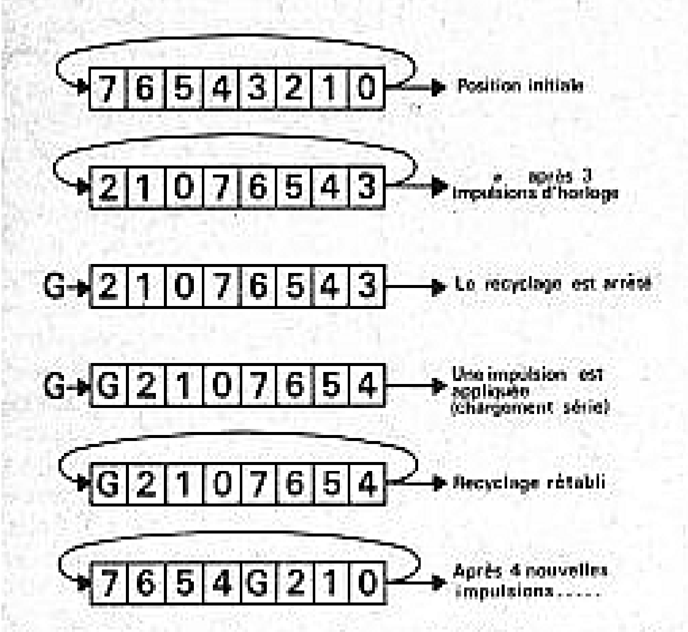


Fig. 23. - Comment placer un « G » en position 3 (chargement dans un registre de 8 bits).

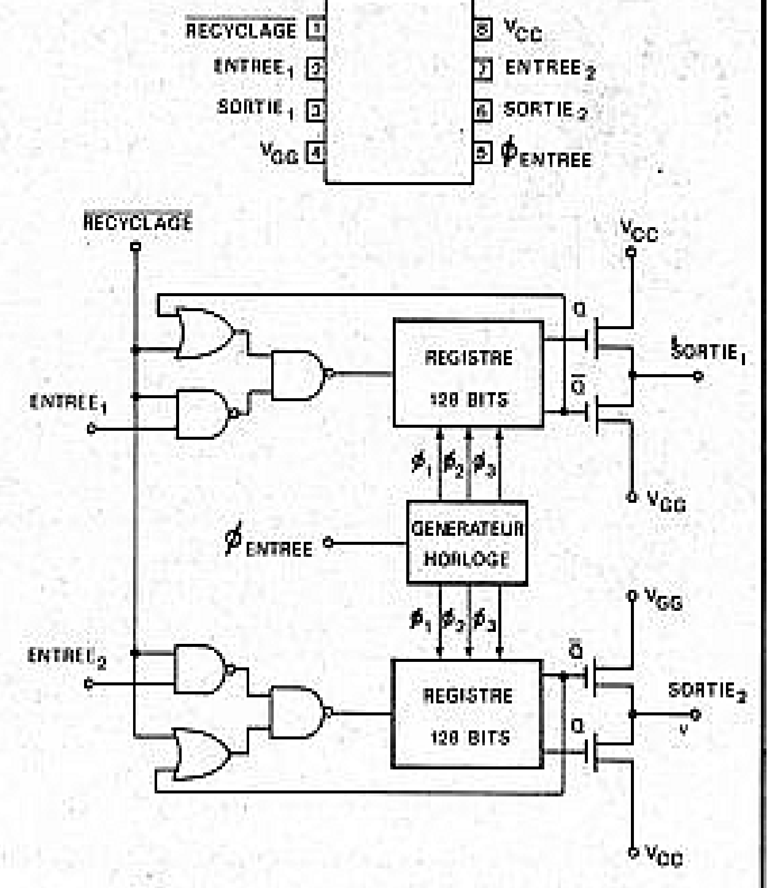


Fig. 22. - Le registre 2521 RTC. Signetics (2 registres de 128 bits dans un même boîtier).

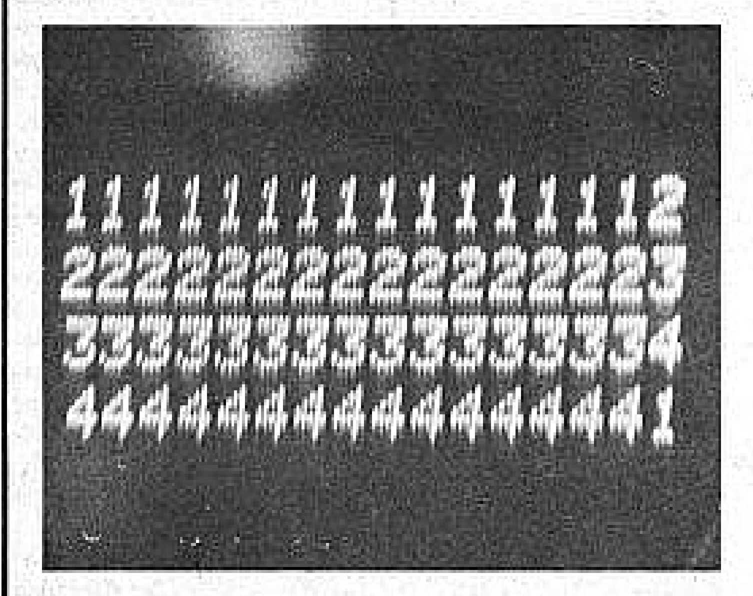


Photo 4. - Zoom sur un texte simple : l'écran est mieux synchronisé que sur la photo 3 (précédent numéro), mais assez dilaté (base de temps rapide) pour plus de clarté.



Photo 5. - Zoom sur un texte alphanumérique : le texte presque complet (23 CAR/LIGNE au lieu de 32), pour une meilleure lisibilité.

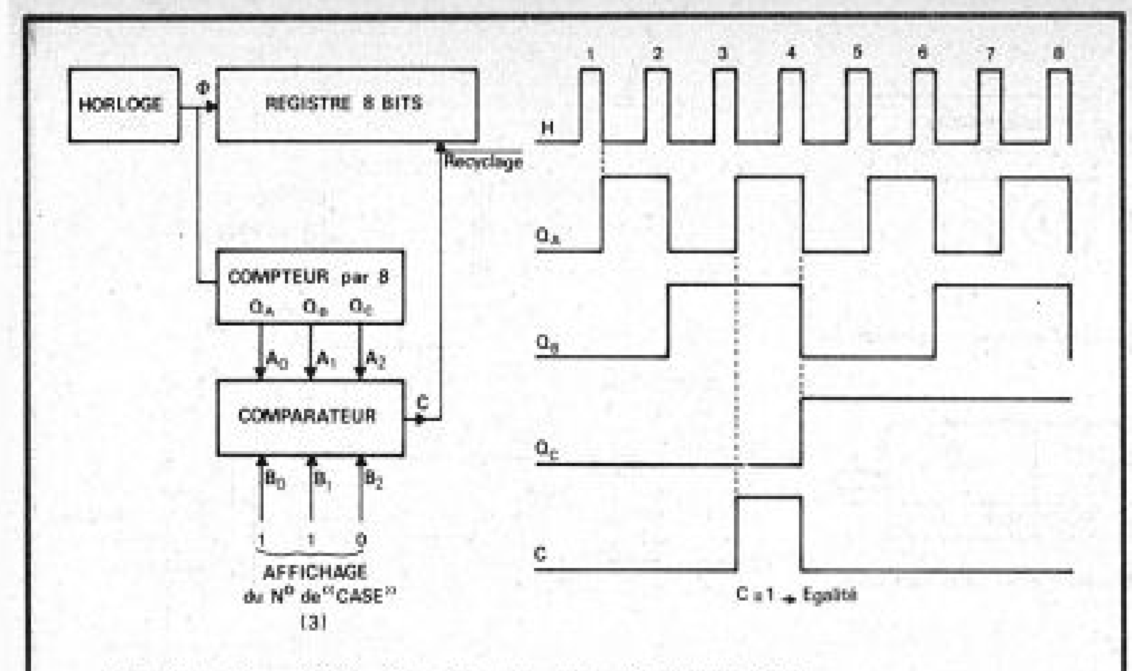


Fig. 24. - Dispositif d'écriture dans une « case » de numéro choisi.

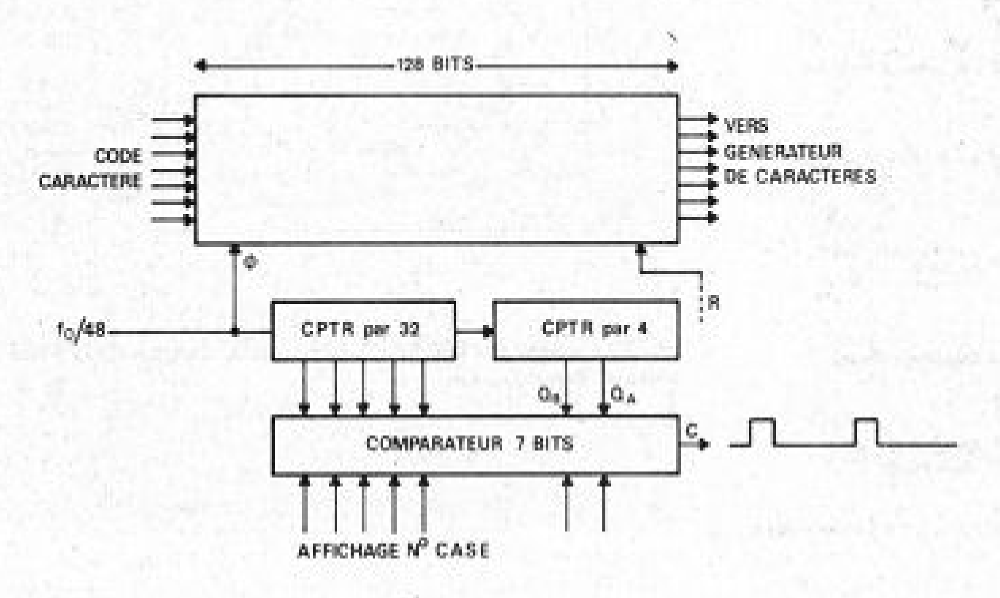


Fig. 25. - Extension aux registres de 128 bits.

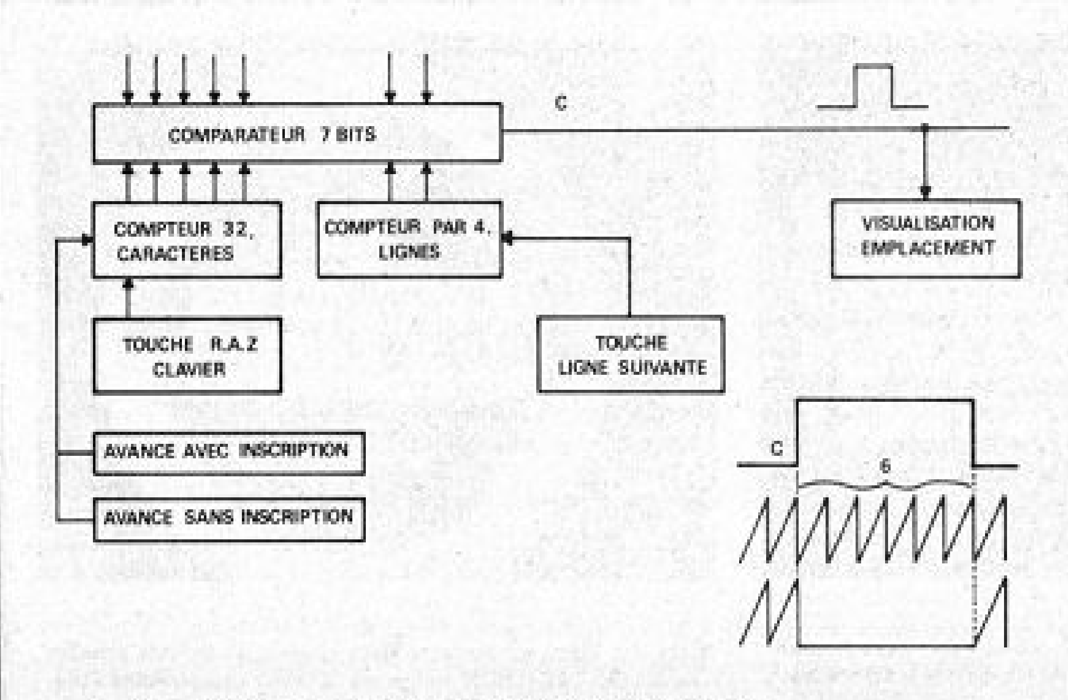


Fig. 26. - Affichage du numéro de case registre à partir du clavier.

2521, fabriqué, comme le générateur de caractères 2516, par la RTC-Signetics. Il s'agit en réalité de deux registres de 128 bits à recirculation, dans un même boîtier figure 22. L'horloge est commune. Ils sont munis d'une commande de recyclage qui boucle l'entrée sur la sortie quand le signal « Recycl. » est à « 0 ». Ils sont munis également d'une entrée, par où on peut les charger et une sortie pour attaquer le générateur de caractères. Pour les six adresses, trois boîtiers suffisent en conséquence.

L'opération de chargement du texte dans cette mémoire est délicate et mérite attention.

Rappellons que d'ordinaire la gestion des mémoires d'écran est l'affaire de microprocesseurs et de programmes élaborés. Le guide pratique de la lecture ou de l'écriture d'une mémoire est un « curseur », une mémoire de position qui est utilisée pour chaque opération de chargement de nouveau texte. Nous payons cette programmation en « circuiterie ». Pour mieux comprendre la manière dont on écrit dans le registre à décalage à 128 bits, prenons, pour commencer l'exemple d'un registre à 8 bits. L'extension à 128 bits ne posera aucun problème particulier.

Numérotons de 0 à 7 la position des caractères. Soit par exemple à placer un « G » en position 3 figure 23. Le registre reçoit régulièrement des impulsions d'horloge, sur l'entrée « Ø ». Il suffit donc, pour un chargement série, que le recyclage soit arrêté pour la quatrième impulsion uniquement. L'impulsion horloge arrivant en absence de bouclage fera entrer le caractère dans l'enchaînement. Nous parlons, d'un caractère mais cette opération se passe bit par bit, sur 6 registres identiques en parallèle, ce qui nous permet d'affirmer l'écriture d'un « G », au lieu de celle d'un simple bit.

Pour pouvoir écrire en quatrième position ou dans une « case » de numéro quelconque, nous pouvons utiliser le dispositif de la figure 24.

Les impulsions d'horloge appliquées au registre à déca-

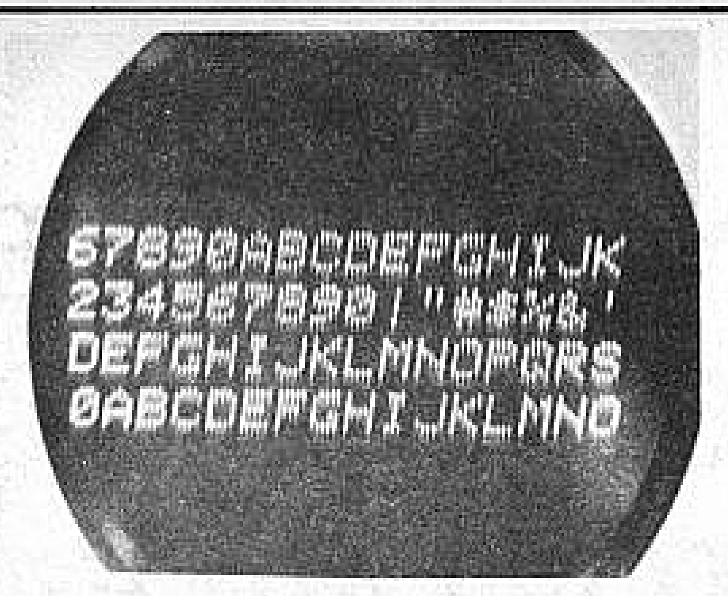


Photo 6. - La portion 6, 7, 8... et la suite, qu'on ne voyait pas précédemment.

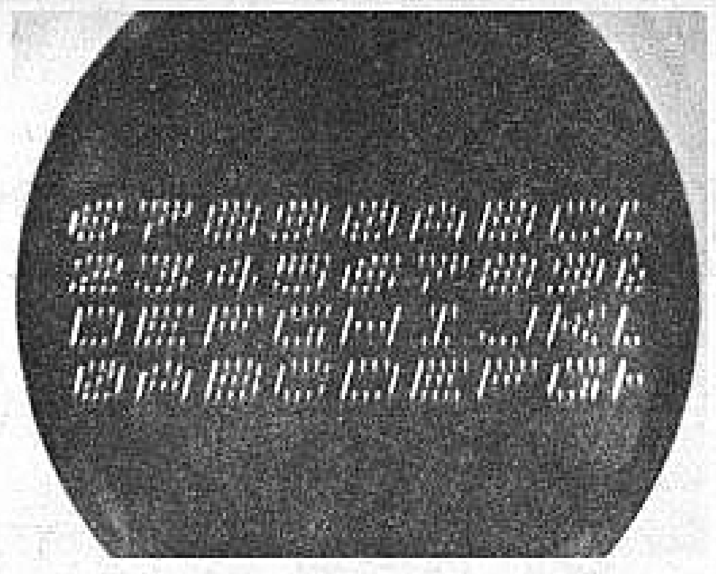


Photo 7. - En continuant de dilater la base de temps on voit mieux apparaître « la broderie » de chaque signe.

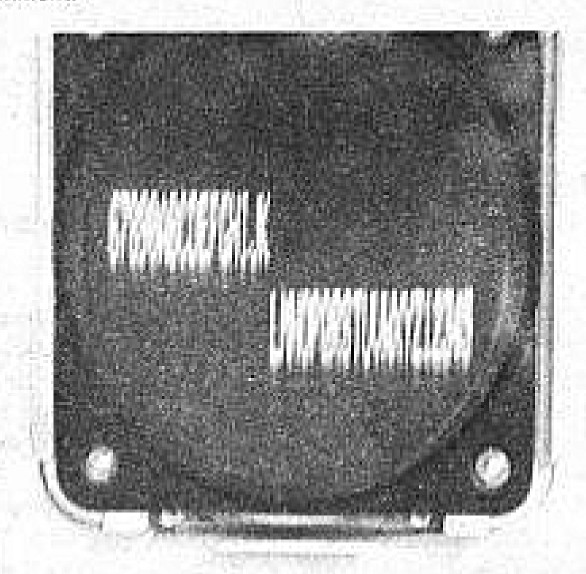


Photo 8. - Cette vue montre la fin de la première ligne et le début de la seconde lorsqu'On balaye trop vite, la première s'arrêtera par exemple à « B », mais le début de la seconde sera correcte à cause de la seconde lorsqu'on balaye trop vite, la première s'arrêtera par blancs ou passer à la ligne suivante.

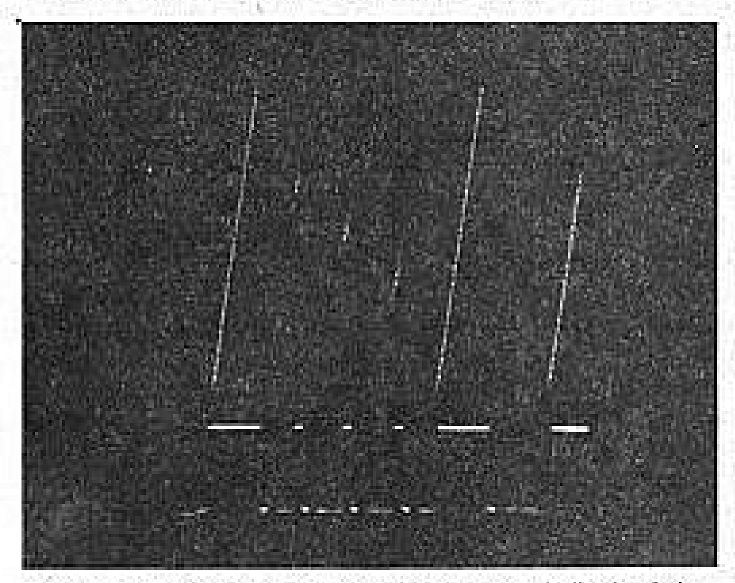


Photo 9. - Structure d'un « N » : le balayage est de l'ordre de la microseconde par cm. La deuxième voie montre les impulsions d'allumage du spot, confondues pour les barres verticales du « N ».

lage, sont comptées par un compteur binaire dont les sorties attaquent un comparateur. Celui-ci reçoit par ailleurs la consigne, le numéro de case dans laquelle on veut écrire. Supposons que dans le cas de la figure, pour $Q_A = 1$, $Q_B = 1$, $Q_C = 0$, c'est-à-dire à égalité avec la consigne, C = 1 et C = 0 dans les autres cas. Comme nous le montrent les formes d'onde, C = 1 correspond au passage de la quatrième impulsion et c'est juste à ce moment que le recyclage est arrêté.

En imaginant les cycles d'horloge se prolonger au-delà de 8, l'impulsion sur C se répétera à chaque impulsion N° 4.

L'extension à 128 bits est simple à faire, car le compteur par 128 existe déjà sous la forme de deux compteurs, par 32 et par 4 en cascade qui sont respectivement le compteur de caractères et le compteur de lignes.

le comparateur 7 bits délivre un « 1 » chaque fois que le numéro de « case » affiché est égal à l'état du compteur et indique le moment où le chargement des registres est possible.

Pour charger la mémoire d'écran nous avons besoin d'un code-caractère et d'une adresse de la « case » où il sera chargé, adresse qui figure en binaire à l'entrée consigne du comparateur.

A la schémathèque explicative que nous venons de donner jusqu'ici, nous allons ajouter la schémathèque « opérative », réelle, de fonctionnement. Certains composants conçus séparément, même sur le schéma-bloc de la figure 19 ont pu être confondus, réalisant plusieurs fonctions à la fois.

Pour un avancement automatique du chargement-mémoire à partir de l'action sur un clavier alphanumérique, nous avons choisi le schéma de la figure 26. Dans ce clavier nous devons pouvoir disposer :

– d'une touche permettant de passer à la ligne suivante.

– L'avance doit être automatique chaque fois qu'un caractère est frappé, grâce à un signal d'échantillonnage sortant du clavier.

– Il faut prévoir une touche d'avance sans inscription pour remplacer un caractère par un autre.

Un circuit de visualisation doit nous pourvoir du moyen de savoir où sera affiché le caractère frappé. Pour C = 1 le spot doit être allumé, sans décrire la dent de scie, ce qui nous permettra d'observer un tiret lumineux à l'emplacement du caractère qui sera affiché. Le balayage Y doit pouvoir être modifié par le signal C comme sur la courbe du bas, de la figure 26.

(à suivre)

A. DORIS

HORLOGE NUMERIQUE 12 VOLTS POUR AUTOMOBILE

TOUTES les horloges existant sur le marché actuellement sont alimentées et synchronisées par le secteur et maintenues occasionnellement en marche lors d'une panne sur le réseau par des artifices plus ou moins compliqués. L'horloge que nous décrivons ci-dessous, est totalement indépendante du secteur et peut de ce fait être montée dans des équipements autonomes tout en possédant une précision excellente puisque le constructeur garantit 0,5 seconde par jour.

L'ensemble se compose pour l'essentiel d'un circuit MOS/LSI du type MM 5377 couplé à un afficheur à 4 digits de 8 mm verts fluorescents, et piloté par un quartz de 2,097 MHz. A cela s'ajoutent quelques résistances, condensateurs, transistors et diodes qui assurent une excellente protection contre les parasites et complètent les différentes fonctions.

Nous avons installé cette horloge dans un véhicule sans antiparasitage spécial, utilisé d'une manière intensive, et après plus d'un mois de service il n'a pas encore été nécessaire d'effectuer une quelconque mise à l'heure, ce qui confirme bien la stabilité exceptionnelle que lui envieraient la plupart des pendules installées à bord de tous les véhicules.

Afin de diminuer la consommation, les afficheurs peuvent être éteints lorsque l'allumage est coupé et pour le confort des passagers la luminosité est réduite à 1/3 de A_2 valeur normale lorsque les lanternes du véhicule sont allumées et peut encore être diminuée si un des points du circuit est couplé au potentiomètre de réglage de l'éclairage du tableau de bord.

Ceci correspond à l'utilisation à bord d'un véhicule, mais il est possible de réaliser ces différents contrôles lorsque l'horloge est intégrée dans un système qui dispose d'une tension continue de 12 V à l'aide de quelques interrupteurs ou commutateurs.

La remise à l'heure s'effectue à l'aide de deux boutons poussoir l'un pour les heures, l'autre pour les minutes, et à bord d'un véhicule, lorsque l'allumage est coupé il est possible de faire apparaître l'heure à l'aide d'un troisième bouton poussoir. Les afficheurs s'éteignent de nouveau lorsque ce bouton poussoir est libéré.

L'ensemble se présente sur un circuit imprimé de dimensions 77 x 46 mm, l'épaisseur maximum étant de 28 mm, et les points de sortie sont tous rassemblés sur un fichier doré de 6 points au pas de 3,96 mm. Ce qui facilite grandement le branchement.

Fonctionnement de l'horloge

Contrôle de luminosité : quatre possibilités différentes sont offertes pour adapter la luminosité au niveau désiré par l'utilisateur, elles sont résumées dans le tableau 1. Il est possible d'ajuster la luminosité d'une manière continue entre 0 et 33 % en réglant la tension appliquée sur la borne 2 entre + 12 V et 0 V.

Le type MA 1003 possède deux points qui séparent les heures et les minutes et qui clignotent à une fréquence de 0,5 Hz, il est possible de les obtenir fixes, il s'agit dans ce cas du modèle MA 1003 A.

Contrôle de fonctionnement

Les points d'alimentations et de contrôle sont accessibles sur le connecteur, tandis que les bornes de remise à l'heure sont situées à l'autre extrémité du circuit imprimé de telle manière que l'on peut prévoir l'implantation des boutons poussoir directement sur le circuit.

La borne 3 alimente uniquement le circuit de l'horloge, et devra être à un potentiel toujours supérieur à 9 V pour qu'il n'y ait pas d'erreur commise par le circuit MOS. Cette entrée est protégée contre les inversions de polarité et les surtensions parasites.

Tableau 1 : Contrôle de luminosité de l'horloge MA 1003

Luminosité de l'afficheur	Connexions à effectuer		
	Borne 1	Borne 4	Borne 2
Afficheur éteint	Masse ou Déconnectée	Masse ou déconnectée	X
100 %	+ batterie	Masse	X
33 %	X	+ batterie	+ batterie ou déconnectée
0 %	X	+ batterie	masse

Le signe X signifie que le niveau n'a aucune importante

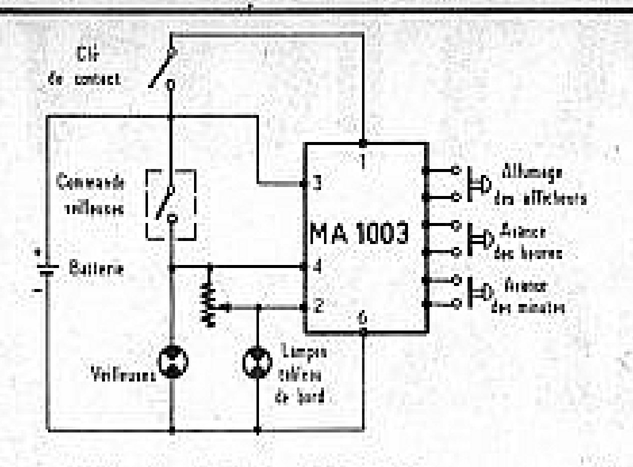


Fig. 1. - Utilisation de l'horloge MA 1003 sur une automobile.

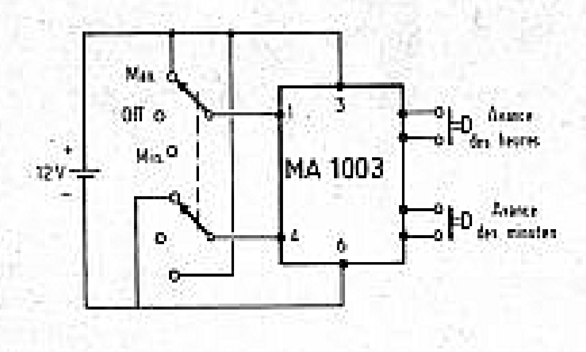


Fig. 2. - Utilisation de l'horloge dans un système autonome.

La borne 1, qui est protégée de la même manière que la précédente, est utilisée pour commander l'afficheur et la mise à l'heure de l'horloge en conjonction avec, respectivement, les tensions appliquées aux bornes 2 et 4, et les boutons poussoir de mise à l'heure. Lorsque la borne 1 est reliée au + batterie, la mise à l'heure et l'affichage sont possibles, mais si cette borne est en l'air ou reliée à la masse, ces deux fonctions sont annulées. Cette entrée n'affecte en rien la précision de l'horloge.

La borne 4 est utilisée pour faire varier la luminosité de l'afficheur, ainsi lorsqu'elle est reliée au + batterie, il est possible d'obtenir une luminosité de l'afficheur comprise entre 0 et 33 % de la valeur normale en fonction du niveau de tension appliqué sur la borne 2. Lorsque la borne 4 est reliée à la masse, l'afficheur sera soit éteint ou à pleine luminosité suivant que la borne 1 sera, elle, en l'air ou reliée au + batterie.

La borne 2 n'est utilisable que dans le cas où la borne 4 est reliée au + batterie. Dans ce cas lorsque la borne 2 est également reliée au + batterie, la luminosité relative de l'afficheur est de 33 %, et si elle est reliée à la masse, la luminosité relative est de 0 %. Si la tension appliquée à la borne Z varie entre 0 et le + batterie, l'intensité lumineuse varie linéairement entre 0 et 33 %.

La mise à l'heure s'effectue à l'aide de deux boutons poussoir l'un pour les heures, l'autre pour les minutes, qui lorsqu'on les ferme, font avancer les compteurs correspondant à une fréquence de 1 Hz.

Un troisième bouton poussoir permet de faire apparaître l'heure lorsque les bornes 1 et 4 sont en l'air ou reliées à la masse.

Ajoutons pour conclure que la consommation de l'ensemble est plus que raisonnable puisque les valeurs annoncées par le constructeur ne dépassent pas 120 mA dans le pire des cas et que, en période de veille, lorsque les afficheurs sont coupés, la consommation maximale est de 5 mA (valeur typique 2 mA).

J.-Cl. PIAT

UTILISATION DES MIRES TELEVISEES

ON appelle mires toutes les images conventionnelles en forme de dessins géométriques colorés qu'il est possible d'afficher sur l'écran d'un téléviseur soit à l'aide de générateurs de mires spécialement conçus pour cet usage, soit depuis les émissions diffusées par les différentes chaînes de télévision.

Par leur contenu, ces différentes mires permettent l'analyse du fonctionnement d'un récepteur : elles permettent de vérifier la qualité de l'image avec plus de précision que sur une émission habituelle variable, et elles permettent même d'effectuer certains réglages.

Pour les professionnels l'utilisation des générateurs de mires se révèle pratiquement irremplaçable à cause de leur disponibilité à toutes les heures du jour. Toutefois s'il s'agit simplement d'une vérification occasionnelle, il est possible, et notamment à l'amateur, d'exploiter les mires diffusées à certaines heures de la journée. L'objet de notre étude est d'analyser différentes parties de ces dessins et de montrer quels renseignements peuvent en être tirés. Ceci concerne trois grandes parties : la géométrie de l'image, la transmission des informations de luminance, c'est-à-dire celles qui concernent le contenu noir et blanc, et enfin la transmission des informations de chrominance.

Composition de la mire

On peut y distinguer trois zones essentielles. Nous les analyserons en nous référant simultanément à la photographie de la figure 1 et au dessin simplifié de la figure 2.

La première zone, notée A, est constituée d'un cadre entourant l'image et formée d'une succession de carreaux noirs et blancs. Normalement à l'émission le rapport L sur H de la largeur à la hauteur de l'image est fixé à la valeur 4/3. Si l'écran du récepteur respecte ces proportions, le cadre formé de la succession des carreaux noirs et blancs doit apparaître sur tout le pourtour de l'image. Dans certains récepteurs le rapport est plus proche de 5/4. Dans ces conditions, et sous réserve d'un bon réglage, on observera les lignes du haut et du bas de l'image, mais les carreaux des

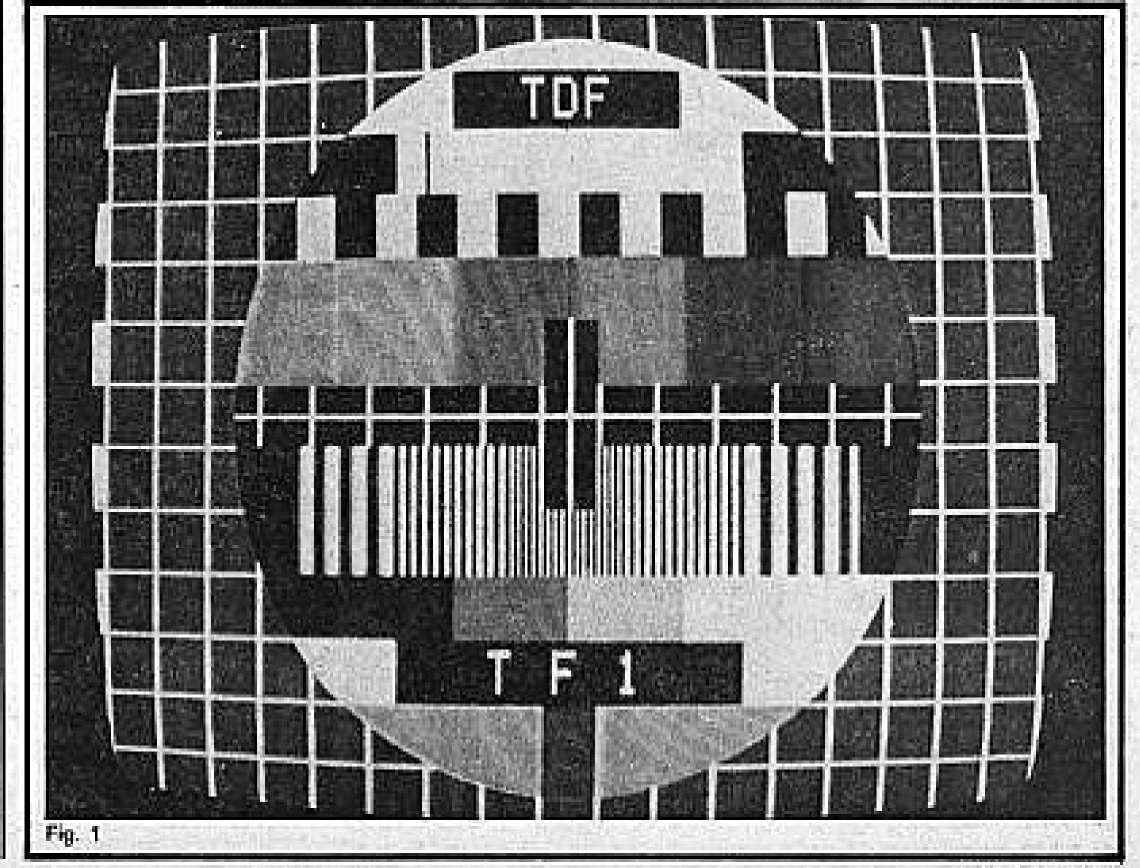


Fig. 1

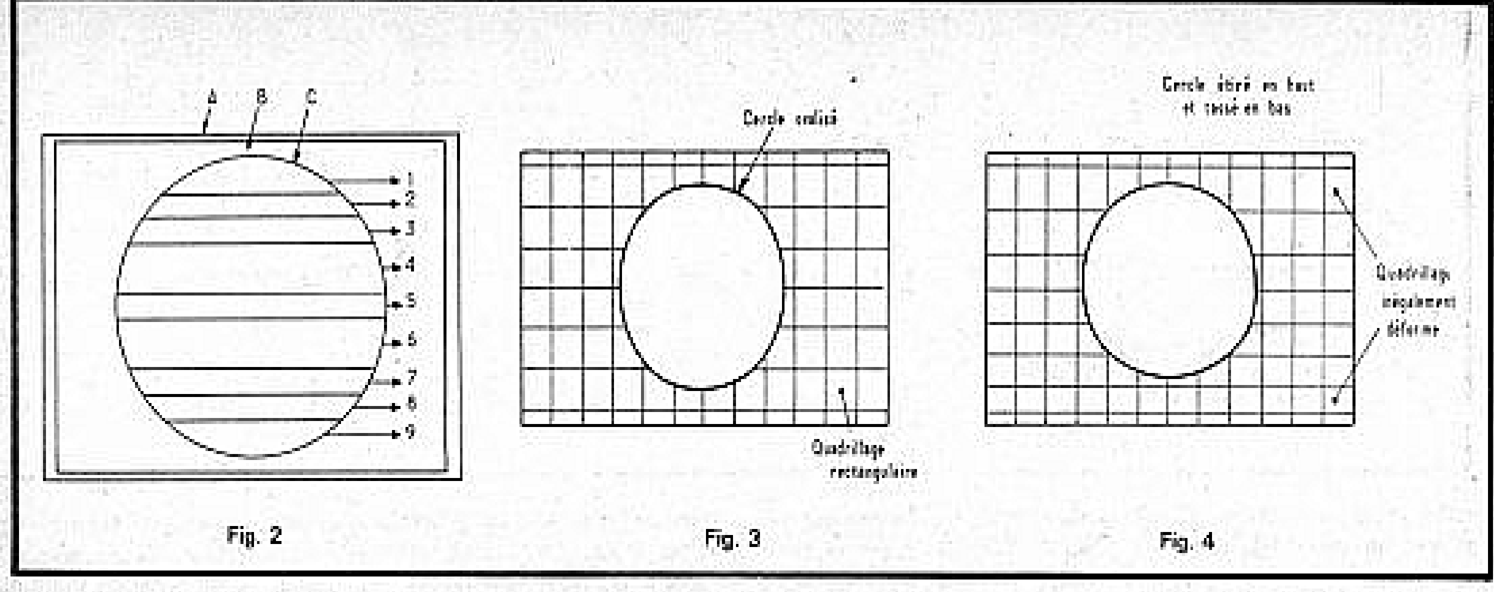


Fig. 2 Fig. 3 Fig. 4

lignes verticales situées sur les côtés n'apparaîtront qu'à peine.

La zone B est constituée d'un quadrillage en blanc sur fond gris. Ce quadrillage comporte dix huit lignes verticales et quatorze lignes horizontales réglées au niveau du blanc absolu, et ayant chacune une durée de 230 ns, fixée avec une précision de plus ou moins 10 %. Le fond qui apparaît entre ce quadrillage est gris : son niveau se situe à 30 % de la transition entre le noir absolu et le blanc pur.

La zone C, enfin, est un cercle. Son diamètre occupe 83 % de l'amplitude verticale de l'image. Ce cercle lui-même se décompose en neuf bandes que nous avons numérotées 1 à 9 à partir de la bande supérieure.

Dans la première bande apparaît un rectangle noir sur fond blanc. Sa largeur correspond à une durée de 10 μs dans le balayage horizontal.

La bande n° 2 débute par une transition faisant passer du noir absolu au blanc pur. On y trouve ensuite une impulsion d'une durée de 230 ns, toujours définie avec une précision de plus ou moins 10 % et qui apparaît en noir sur fond blanc.

La troisième bande comporte une succession de carreaux noirs et gris. Leur largeur est fixée par la fréquence du signal en créneaux émis par l'émetteur et qui est de 250 kHz. Le gris est fixé à 75 % du niveau.

Dans la quatrième bande, se succèdent des plages de couleur, rangées dans l'ordre suivant : jaune, bleu-vert, vert, mauve, rouge et bleu. La bande centrale, ou bande n° 5, de l'image circulaire, est formée de barres de convergences au niveau du blanc, mais s'inscrivant, cette fois, sur fond noir. La durée de chacune des lignes verticales est toujours de 230 ns.

La bande n° 6 se compose d'une succession de salves de fréquences formées d'ondes sinusoïdales dont l'amplitude s'inscrit entre les niveaux 0 et 100 du signal vidéo-fréquence. De la gauche vers le centre, ces différentes zones présentent des fréquences de 0,8 MHz, de 1,8 MHz, de 2,8 MHz. On retrouve ces mêmes fréquences, mais en sens inverse, lorsqu'on s'éloigne du centre pour gagner la droite de la bande n° 6.

La bande n° 7 est l'échelle des gris. Elle comporte six zones allant du noir au blanc, et présente les amplitudes suivantes : 0 %, 20 %, 40 %, 60 %, 80 % et 100 %.

La bande n° 8 est formée d'une transition blanc-noir, suivie d'une impulsion blanche, toujours d'une durée de 230 ns. On remarquera que cette bande est, en parlant luminance, le négatif de la bande n° 2.

Enfin la dernière bande, numérotée 9, est, elle aussi, une transition, mais cette fois en rouge sur jaune. Le rectangle rouge correspond à une durée horizontale de 3 μs, avec un gain en amplitude de 75 % et une saturation de 100 %.

Application aux contrôles de géométrie

L'appréciation des distorsions de balayage peut s'effectuer à la fois par l'examen du contour circulaire de la zone C de la mire et par celui du quadrillage de la zone B. Lorsque le rapport L/H de l'image a été correctement réglé, si le balayage vertical est parfaitement linéaire, ces carreaux doivent tous présenter la même hauteur. Il en est de même pour le balayage horizontal. Pour l'examen général de la géométrie, la source la plus précise est l'examen du cercle. La croix blanche, au centre, matérialise le milieu de l'écran. Elle permet éventuellement de mettre en évidence les défauts de convergences statiques.

On peut enfin vérifier que l'entrelacement des deux demi-trames est bien correct en regardant la ligne blanche située au centre de l'écran. Celle-ci, en effet, est alternativement prélevée sur chacune des demi-trames. Si l'entrelacement est incorrect, l'épaisseur de cette ligne, dont la durée est toujours de 230 ns, est alors variable.

Pour mieux préciser ces notions, nous avons fait apparaître, sur les figures 3 et 4, deux défauts, en supposant qu'ils affectent indépendamment l'un de l'autre le récepteur examiné. Dans la figure 3, les carreaux ont tous la même hauteur dans la zone B. Ils sont étirés (ou ils pourraient être rétrécis) dans le sens vertical. Ceci indique que la linéarité du balayage est correcte, mais que le réglage de la hauteur d'image ne l'est pas.

Dans la figure 4 la hauteur d'image a été correctement réglée, puisque le quadrillage est parfaitement carré au centre de la figure. Par contre les inégalités de hauteur lorsqu'on balaye verticalement l'écran, montrent que la linéarité est cette fois incorrecte.

Les contrôles de luminance

L'analyse d'une image télévisée s'effectuant par le mécanisme bien connu d'une succession de trames, elles-mêmes décomposées en lignes horizontales, la résolution maximale qu'on peut atteindre est entièrement déterminée dès qu'on a imposé le nombre de ces lignes. Ce choix fixe aussi le nombre des points qu'il faut pouvoir séparer le long de chacune des lignes. Dans le standard à 625 lignes, bientôt uniformément adopté, il faudrait pouvoir résoudre, d'un bord à l'autre de l'écran, une succession de 830 points alternativement noirs et blancs. Ceci signifie qu'un signal rectangulaire d'une fréquence de 6,5 MHz soit transmis sans déformation sensible. On aboutirait alors à la nécessité de transmettre une bande passante de l'ordre de 65 MHz. Fort heureusement dans la pratique ce cas limite

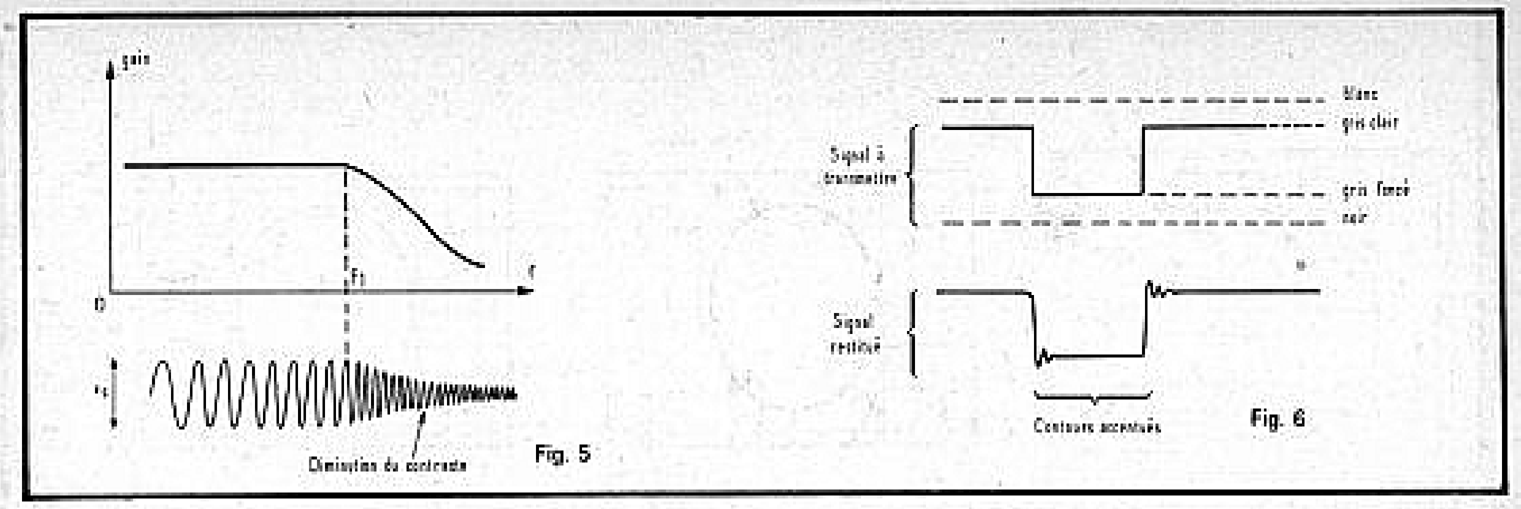


Fig. 5 Fig. 6

n'est jamais rencontré, et on admet qu'une image est correctement transmise, toujours dans le standard à 625 lignes, si la fréquence supérieure de la chaîne se situe vers 6 MHz. La figure 5 montre l'incidence d'une bande passante insuffisante vers les fréquences élevées. Supposons que l'émetteur envoie des signaux de forme sinusoïdale d'amplitude constante mais de fréquence croissante. Tant qu'on est en dessous de la fréquence de coupure F_1, ces signaux sont transmis correctement. Par contre au-dessus de cette fréquence de coupure, le gain de la chaîne diminuant progressivement, l'amplitude des signaux diminue. Cet abaissement se traduit sur le récepteur par une diminution correspondante du contraste. Il est alors facile de juger de la transmission correcte des fréquences supérieures en examinant la bande 6 à l'intérieur du cercle de la mire. En effet, comme nous l'avons dit précédemment, cette bande se compose d'une succession de signaux sinusoïdaux d'amplitude constante mais de fréquence croissante. Si la bande passante du téléviseur est insuffisante, les lignes les plus serrées, correspondant aux fréquences les plus élevées, offriront un contraste insuffisant. Outre les limites supérieures de la bande passante, une autre caractéristique importante pour la reproduction de l'image, est celle des distorsions aux fréquences basses et moyennes. L'effet visuel des distorsions se traduit par un traînage lorsqu'on passe brutalement d'une zone noire à une zone blanche de l'image ou inversement. On pourra donc l'observer dans les bandes n° 2 et 8 de la mire.

Dans le but d'élargir la réponse de l'amplificateur aux fréquences élevées, on utilise généralement différents procédés de correction. Ceux-ci, on le sait, offrent le risque de conduire à des dépassements ou même à des suroscillations parasites lors des transitoires d'un signal rectangulaire, ainsi que le montre la figure 6. Ces défauts apparaîtront dans la bande n° 3 de la mire. Ils se traduisent par une accentuation des contours lors du passage d'un carreau noir à un carreau gris. Enfin, un amplificateur se caractérise par sa linéarité en amplitude. Celle-ci se traduit par le fait qu'à toute tension d'entrée Ve correspond une tension de sortie Vs qui lui soit proportionnelle. La courbe représentative de la correspondance entre ces deux tensions est alors la droite 1 de la figure 7. Sur cette même figure, la courbe n° 2 montre le cas d'une non-linéarité d'amplitude. Elle se traduirait, sur l'écran, par un écrasement de l'échelonnement des gris, qui ne serait pas régulièrement transmis entre le niveau du noir et le niveau du blanc. Sur la mire, le contrôle de la linéarité d'amplitude s'effectue par l'examen de la bande numéro 7 qui est une échelle des demi-teintes. Dans le cas d'une distorsion caractérisée par la courbe 2 de la figure 7, on assiste alors à un écrasement des hautes lumières. A la droite de la bande 7, le carré gris clair ne se distingue plus du carré blanc. Si au contraire la distorsion intervenait aux faibles amplitudes, ce serait les valeurs gris foncé qui seraient écrasées. Dans ce cas, toujours dans la bande n° 7, on ne distinguera plus, à gauche du cercle, le carré noir du carré gris foncé qui lui succède.

Enfin, toujours dans le domaine de la luminance, la mire permet le contrôle d'un défaut qui n'appartient pas au téléviseur lui-même, mais à son environnement. Il s'agit de la présence éventuelle d'échos. Ceux-ci, on le sait, sont dûs au fait que l'antenne reçoit simultanément l'onde directe émise par l'émetteur de télévision, et une onde parasite qui lui parvient après réflexion sur un obstacle voisin, par exemple un immeuble. Le trajet suivi par le deuxième de ces rayonnements électromagnétiques étant plus long que le trajet direct suivi par le premier, l'onde correspondante parvient à l'antenne avec un certain retard. On observera ce phénomène dans les bandes 2 ou 8 de la mire, où le trait noir de la première, et le trait blanc de la deuxième, seront doublés d'un écho.

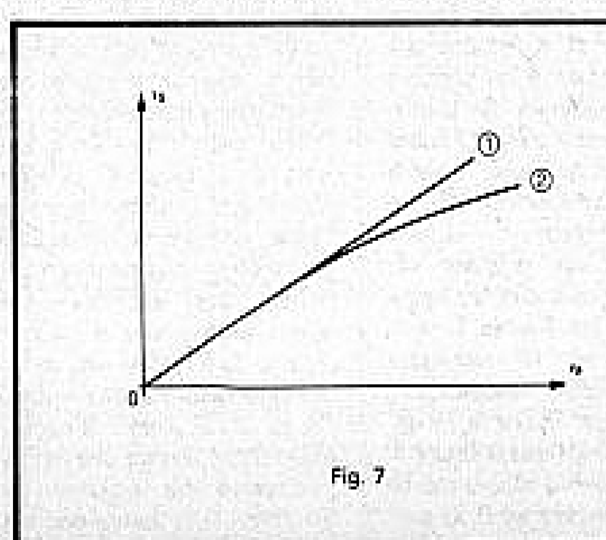


Fig. 7

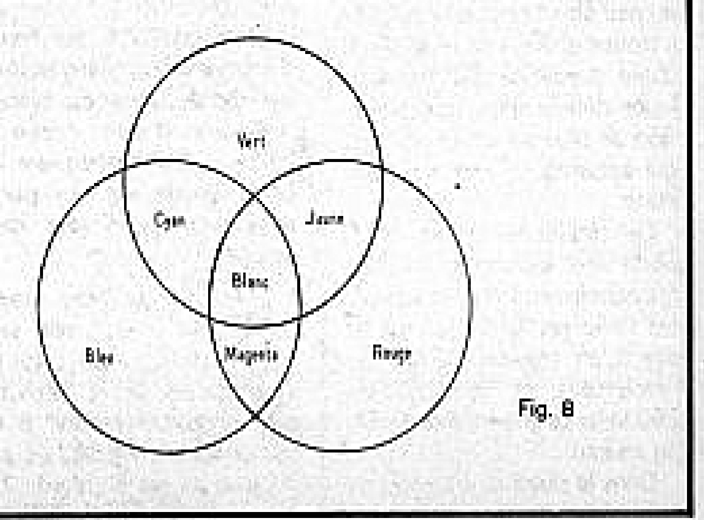


Fig. 8

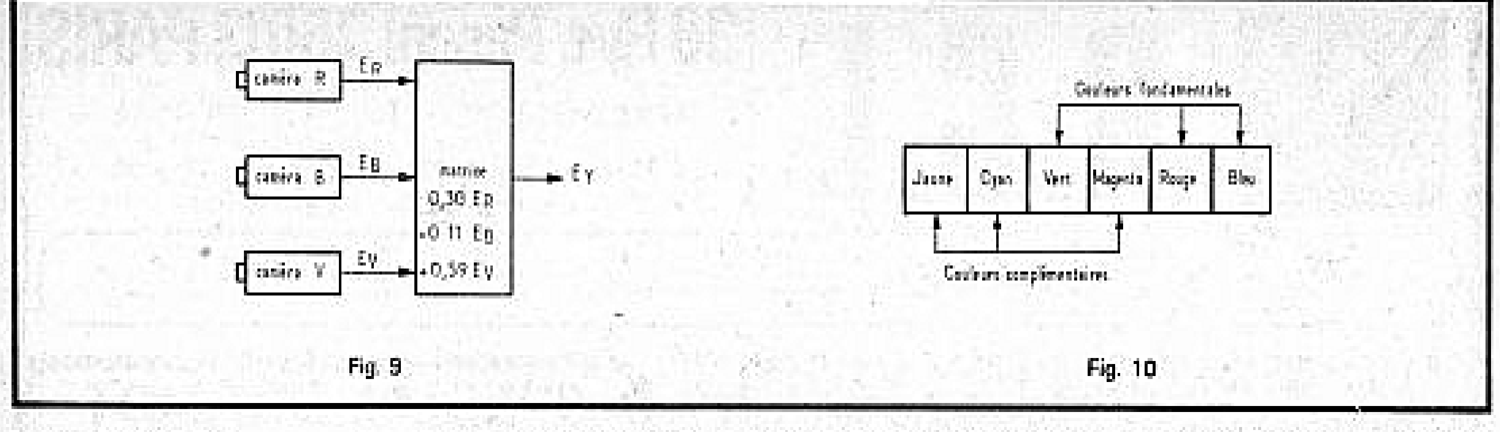


Fig. 9

Fig. 10

Les contrôles de convergences

Dans un système de télévision en couleurs, la restitution de chaque teinte du spectre s'opère par la méthode additive à partir des trois fondamentales, c'est-à-dire le rouge, le vert et le bleu. Le tube cathodique du récepteur comporte alors trois canons dont les faisceaux électroniques doivent, à chaque instant de l'analyse de l'image, converger en un même point de l'écran. On distingue la convergence statique et la convergence dynamique.

La convergence statique est celle que l'on doit obtenir au repos, c'est-à-dire en absence de toute déviation de chacun des trois faisceaux. Elle s'observe donc au centre de l'écran. Si cette convergence est bien réglée, la croix centrale de la mire apparaît blanche et unique, du moins si on l'observe à une distance suffisante pour que l'œil ne soit pas capable de distinguer les différents trous de la grille placée en arrière de l'écran.

Lorsque les faisceaux sont déviés, il est nécessaire de maintenir la coïncidence de leurs impacts, qui a tendance à se détruire, notamment sur les bords de l'écran. Un mauvais réglage de cette convergence dynamique se traduirait, visuellement, par le fait que les lignes blanches du quadrillage, qui ne comporteraient plus la parfaite superposition des trois couleurs fondamentales, apparaîtraient colorées. D'autre part, dans ce cas, on n'a plus une bande blanche unique, mais la juxtaposition côte à côte de deux ou de trois bandes reproduisant les couleurs fondamentales, ou leur addition deux à deux.

Dans la méthode additive, le blanc résulte, nous venons déjà de le voir, de la superposition des trois fondamentales : rouge, verte et bleue. Toutefois, pour que ce blanc apparaisse satisfaisant à l'œil, il importe d'affecter chacune de ces composantes d'un coefficient de luminosité convenablement choisi. En cas de réglage incorrect de ce coefficient, le blanc pur comporte une dominante colorée. On pourra s'en apercevoir par l'examen de chacune des zones blanches contenues dans la mire.

Exploitation de la mire de barres colorées

Ce que nous venons de dire des problèmes de la restitution du blanc peut s'appliquer à celle de toutes les composantes colorées du spectre. Avant d'analyser les moyens qui, sur la mire, autorisent le contrôle de cette reproduction, il convient de revenir un peu sur le principe de la reproduction des différentes couleurs. Nous appuierons d'abord sur le diagramme de la figure 8.

Dans cette figure, trois cercles, qui se recoupent plus ou moins partiellement, représentent trois zones où arrivent les couleurs fondamentales : le rouge, le vert et le bleu. Additionnées convenablement, ces trois couleurs, dans la zone centrale, redonnent du blanc. Dans les zones intermédiaires où elles ne se combinent que deux à deux, on obtient respectivement le cyan qui résulte de l'addition du vert et du bleu, le jaune obtenu par l'addition du vert et du rouge, et enfin le magenta ou pourpre obtenu par l'addition du rouge et du bleu. Lors d'une prise de vue en couleurs, il faut, comme le montre la figure 9, affecter trois caméras à la reproduction de la même scène. Chacune de ces caméras, grâce à des filtres interférentiels qui trient les longueurs d'onde affectées à leurs objectifs, filment la composante rouge, la composante bleue ou la composante verte. A leur sortie, elles donnent donc des signaux vidéo-fréquences dont nous avons noté les amplitudes, respectivement : E_R pour le rouge, E_B pour le bleu, et E_V pour le vert. L'addition de ces trois composantes, chacune affectée d'un coefficient multiplicatif convenable, donne la tension E_Y, porteuse de l'information de luminance. L'expérience montre que la restitution est correcte en appliquant, pour les trois composantes, les coefficients qui sont indiqués dans l'ensemble de matriçage de la figure 9. C'est-à-dire 0,30 pour le rouge, 0,11 pour le bleu, et 0,59 pour le vert, en affectant le coefficient 1 à la somme des différentes composantes.

Dans la bande n° 4 de la mire, on trouve la succession de six pavés colorés que nous avons reproduite à la figure 10. Les six pavés donnent respectivement trois couleurs fondamentales, et les trois couleurs résultant de l'addition deux à deux des fondamentales. Plusieurs renseignements peuvent être déduits de l'observation de cette mire de barres colorées. Les premiers s'obtiennent en éliminant deux des trois canons électroniques du tube cathodique. Supposons, par exemple, qu'on coupe les canons rouge et vert : seul subsiste le bleu. Les coefficients de transmission sont alors tels que la luminosité du pavé bleu de la bande 4, et des pavés gris de la bande n° 3, représentant 75 % de la tension de modulation du blanc, doivent être identiques. Un écart à cette identité traduit alors un mauvais réglage du matriçage B – Y.

L'échelle des gris, c'est-à-dire la bande n° 7 de la mire, peut, elle aussi, fournir des informations de chrominance. Pour cela, on l'examinera en faisant fonctionner le même récepteur successivement dans sa position « noir et blanc », puis dans sa position « couleurs ». Tout changement de teinte de l'échelle des gris, lorsqu'on passe de la première à la deuxième position, indique que les discriminations introduisent une information de chrominance et que, par conséquent, le réglage de leur point de repos est incorrect. On sait enfin que pour compenser les différences du temps de propagation dans les voies de luminance et de chrominance, différences dûes aux bandes passantes distinctes de ces deux voies, le signal de luminance est retardé d'une durée qui peut varier entre 0,7 et 1 µs environ. La bande n° 9 de la mire permet de contrôler le retard ainsi introduit. L'expérience a montré que c'est avec un carré rouge sur fond jaune qu'il était le plus facile de déceler les écarts éventuels.

R.R.

PRESSE TECHNIQUE ETRANGERE

Modulateur de fréquence améliorant la réponse aux basses des bandes magnétiques

L'étude du montage analysé ci-après, due à W.B. Warren et W.L. Lively, a paru dans « Electronics » (décembre 8, 1977). Il s'agit d'un dispositif modulateur qui est appliqué à un signal codé comportant des composantes à fréquence basse. Ces composantes sont modulées par un signal à fréquence plus haute. Après enregistrement, le signal est récupéré par la démodulation utilisant un VCO (oscillateur commandé par une tension).

Le modulateur utilise quatre circuits intégrés et deux transistors discrets.

Voici d'abord, à la figure 1, le principe de fonctionnement du dispositif.

A la figure 2, on donne le schéma complet du montage avec indication de la nomenclature des composants et des valeurs numériques.

En général, les enregistreurs à bande magnétique, utilisés dans les systèmes d'acquisition de données sont coûteux et grâce au montage proposé il sera possible d'utiliser des appareils enregistreurs économiques, dont la réponse aux fréquences basses est insuffisante.

Avec l'appareil de W.B. Warren et W.L. Lively, la réponse de l'ensemble sera bonne jusqu'à la fréquence la plus basse, c'est-à-dire le continu.

Les données à TBF sont transformées en données à fréquence plus élevée, comprise dans la gamme normale de l'enregistreur.

Les données à TBF agissent à l'enregistrement comme tensions de commande du VCO. De ce fait, le signal de cet oscillateur commandé par une tension, est modulé en amplitude par le signal des données (voir fig. 1 à gauche).

A la lecture les données sont récupérées par un démodulateur à PLL qui est constitué par un détecteur de phase, un discriminateur de fréquence et un VCO, celui qui a été utilisé à l'enregistrement (fig. 1, à droite).

Analysons le montage réel de la figure 2.

Ce schéma contient les parties nécessaires à l'enregistrement et à la lecture, associées à des commutateurs, S_{1a} – S_{1b} – S_{1c}. En position 1, on adapte l'appareil à l'enregistrement et en position 2, l'appareil convient pour la lecture du ruban enregistré.

A l'enregistrement le signal est introduit dans l'amplificateur A_1, élément d'un CI, 324, qui en contient quatre, tous utilisés dans ce montage.

L'élément amplificateur A_1 commande, par l'intermédiaire de S_{1b} en position 1 (enregistrement) le VCO réalisé avec un CI EXAR XR 2207.

Le signal des données peut varier de 0 à 10 V et il fera varier la fréquence de cet oscillateur de 10 Hz à 5 kHz, fréquences qui pourront être admises par l'appareil économique d'enregistrement.

A la lecture (S_1 en position 2) les données enregistrées sont appliquées au « buffer » (amplificateur tampon) 2 N 2907, un transistor PNP, qui les transmet au point d'entrée 3 du multiplicateur XR 2208 qui sert de détecteur de phase. D'autre part, le point 5, autre entrée du XR 2208, reçoit le signal du VCO.

Le signal démodulé est obtenu au point 4 de sortie. Il est transmis au monostable 74121 (one-shoot) qui sert de discriminateur de fréquence. Celui-ci commande un filtre passe-bas constitué par une résistance de 1 kΩ et un condensateur de 22 μF.

Ce filtre donne à sa sortie un signal dont la tension est proportionnelle à la fréquence du signal de l'enregistreur à ruban.

Le signal produit par le discriminateur de fréquence et celui du détecteur de phase, sont additionnés par les éléments A_2, A_3 et A_4 du LM 324, ce qui permet d'obtenir la tension de commande du VCO.

Le signal de sortie, reproduit le signal original d'entrée. En utilisant le même oscillateur commandé par une tension aussi bien à l'enregistrement qu'à la lecture, on compense les non linéarités du VCO.

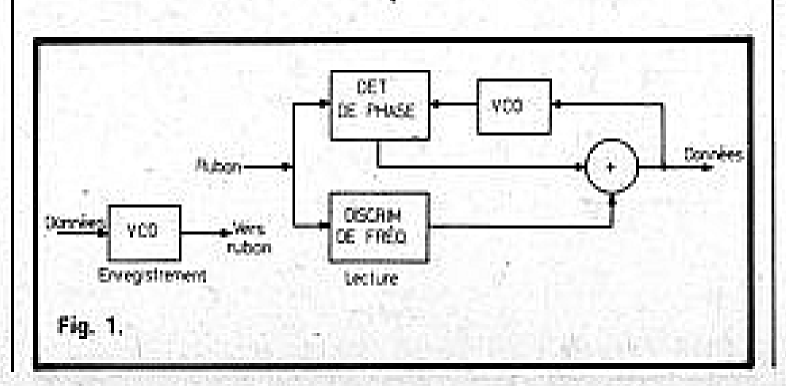


Fig. 1.

Les caractéristiques du XR 2207 sont très stables à l'égard des variations de la tension d'alimentation et de la température.

Comme principales sources d'erreurs on retiendra les variations de vitesse du ruban et sa tension. Ces deux effets peuvent être réduits en réglant le potentiomètre, relié au point 6 du XR 2207, de 10 kΩ et au commutateur S_{1a}.

Une précision à mieux que 1 % peut être obtenue par le procédé proposé appliqué à un enregistreur peu onéreux.

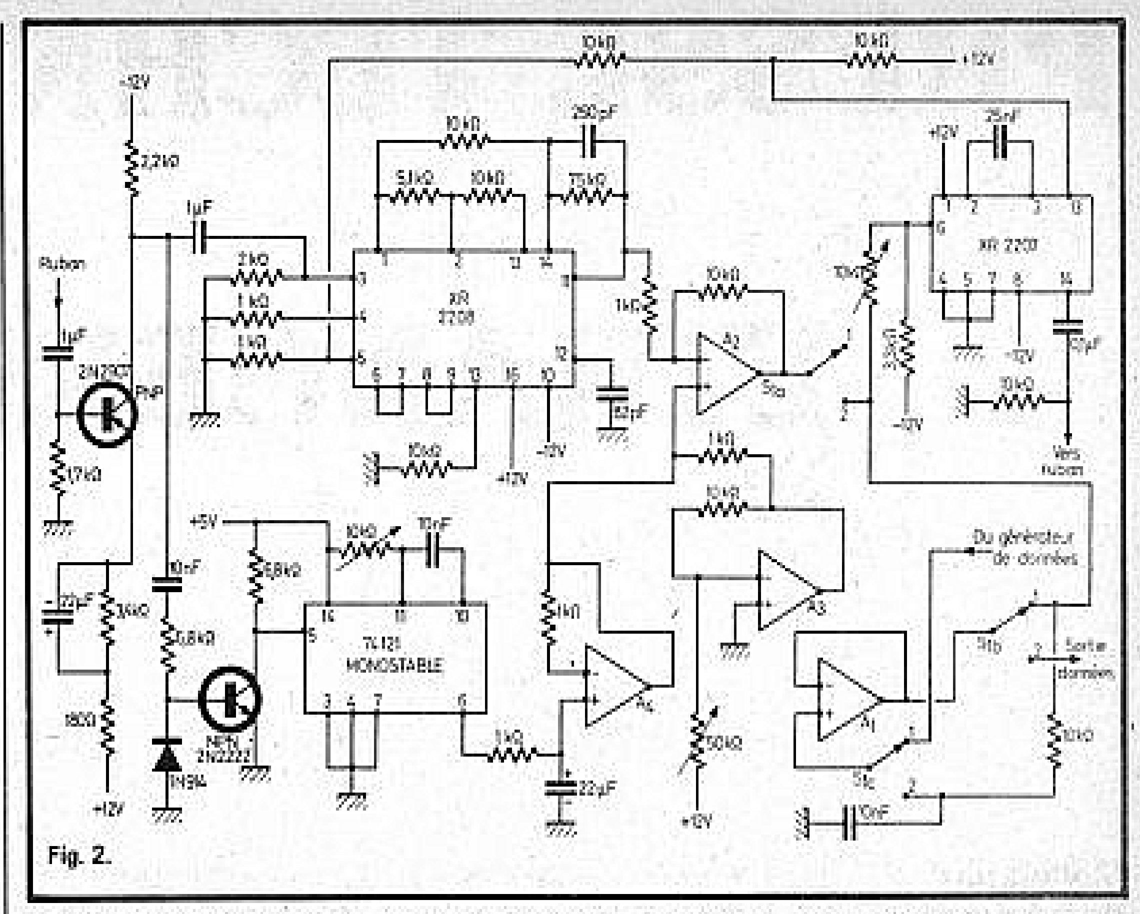


Fig. 2.

« Compandeur » simple pour lecture à haute fidélité des disques

Par « Compandeur » (« compander » en anglais), on entend un appareil compresseur-expanseur. Un commutateur doit permettre de passer d'un effet à l'autre.

L'appareil qui sera analysé ci-après est proposé par Craig Anderton dans « Electronic Experimenter's Handbook 1978 ».

A la figure 3 on donne le schéma de montage. On n'utilise que des diodes, dont deux sont optoélectroniques.

Cet expanseur est utile pour rétablir, en position expansion, la dynamique des œuvres musicales reproduites par disques phonographiques. En effet, à l'enregistrement, on effectue une compression qui est nécessaire pour des raisons techniques. Indiquons que lorsqu'on effectue une compression, on diminue le rapport des puissances maxima, aux puissances minima. Par exemple, si le pianissimo est reproduit à 0,05 W et le fortissimo à 10 W, le rapport est 10/0,05 = 200 ce qui correspond à 23 dB de puissance (10 fois le logarithme du rapport).

S'il y a eu compression, cela signifie que le rapport des puissances était plus grand lors de l'exécution réelle de l'œuvre musicale, par exemple 400 fois (ou 26 dB). Par contre, si le rapport est de 400 fois à la lecture et que pour des raisons plausibles, on le trouve insuffisant, on peut, à l'aide d'un expanseur, l'augmenter par exemple le doubler, ce qui donne un rapport de 800 fois ou 29 dB.

En principe, la compression se fait au studio d'enregistrement des disques et par conséquent, à la lecture, on doit procéder à l'expansion. La compression peut être toutefois intéressante dans certains cas, comme par exemple lors de l'écoute dans un milieu bruyant. Si les « fortes » sont suffisants il se peut que les pianissimi soient couverts par le bruit ambiant ce qui justifie la compression.

La compression s'avère également nécessaire lorsqu'on utilise la reproduction par disque comme musique de fond. Reste enfin à tenir compte du goût particulier de chaque utilisateur. Celui-ci doit pouvoir par une manœuvre simple, procéder à l'expansion ou à la compression comme bon lui semble.

Tout comme d'autres dispositifs de modification d'une reproduction, la compression et l'expansion sont des effets spécieux.

Ils sont sans influence sur la courbe de réponse, à moins que l'appareil compandeur ne soit étudié pour tenir compte de la tonalité, procédé intéressant, adopté dans certains dispositifs anti-parasites et anti-bruit. Celui décrit donne des contrastes de puissance indépendants de la fréquence des signaux.

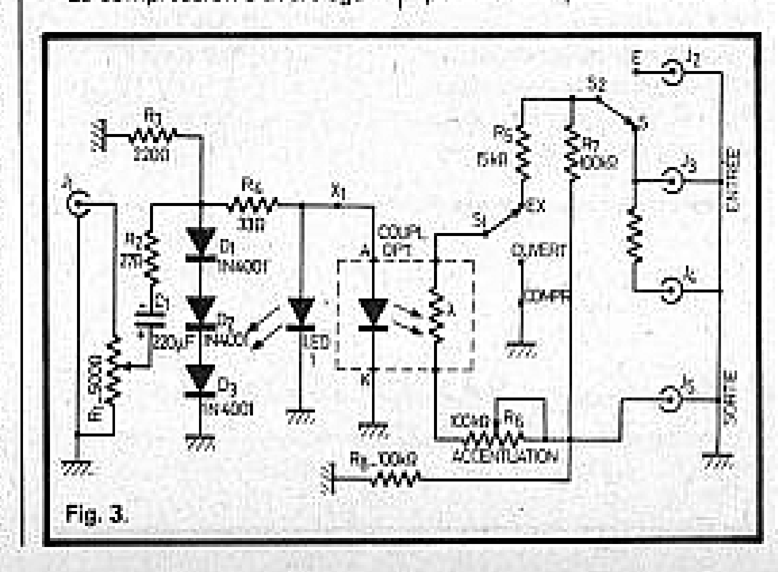


Fig. 3.

A la figure 4, on donne le schéma de l'alimentation et à la figure 5, celui de branchement du coupleur optoélectronique.

L'effet de compression et d'expansion est représenté par les courbes de la figure 6.

Analyse du schéma

Revenons à la figure 3. L'élément essentiel du dispositif est le coupleur optoélectronique (dit aussi isolateur optoélectronique). Ce composant contient dans un même boîtier une LED émettant des rayons lumineux, frappant une cellule photorésistante.

Ce composant est monté dans un boîtier opaque à la lumière, en plastique.

Pour le branchement, indiqué à la figure 5, tenir compte du repère, près duquel se trouve le fil K (cathode de la LED du photocoupleur).

Le type Clairex CLM 6000 a été utilisé par les auteurs de ce montage. La LED 1 est du type MV 50. Toutes les autres diodes, y compris celles de l'alimentation sont des 1 N 4001 (D_1 à D_5). Grâce au coupleur, les résultats obtenus sont plus

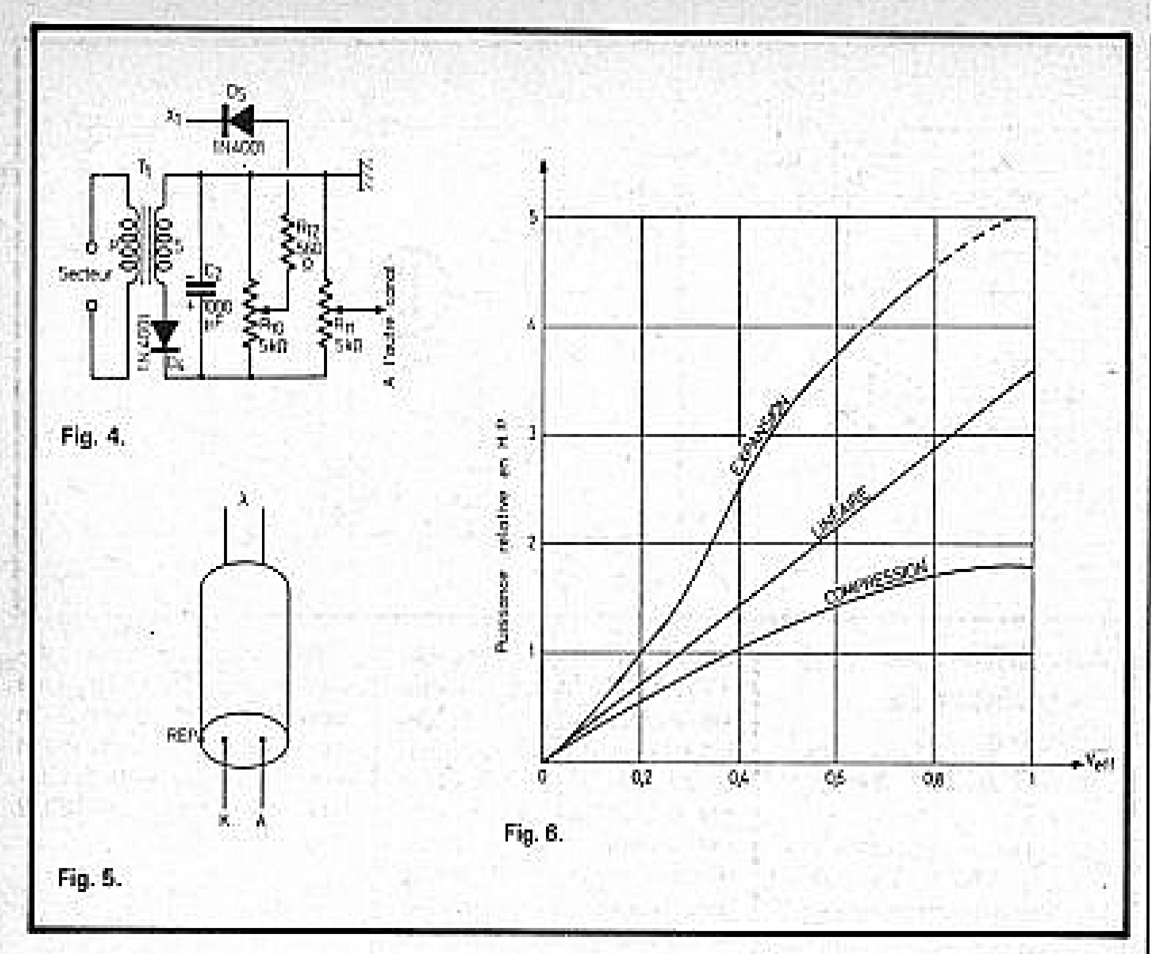


Fig. 4.

Fig. 5.

Fig. 6.

efficaces qu'avec une lampe à incandescence associée à une cellule, comme cela a été fait jusqu'à présent dans d'autres montages de ce genre.

La distorsion est moindre et l'action est rapide. Comme signal d'entrée du compandeur, appliqué au jack J_1, on utilise celui appliqué au haut-parleur de la chaîne Hi Fi dont on dispose.

On règle le niveau de ce signal à l'aide du potentiomètre R_1 de 500 Ω. Le signal convenablement dosé est transmis par C_1 de 220 µF, dont la polarité est indiquée sur le schéma au diviseur de tension $R_2 - R_3$.

La tension réduite, aux bornes de R_3 de 220 Ω est appliquée aux diodes D_1, D_2, D_3, montées en série, fonctionnant comme limiteuses afin de protéger la LED 1 contre les surtensions.

En effet, si, lors d'un fortissimo exagéré, les anodes des diodes D_1 à D_3 deviennent positives par rapport aux cathodes, le courant passe par elles.

La tension aux bornes de R_3 est réduite par R_4 avant d'être appliquée à LED 1. Cette diode sert d'indicateur au niveau du signal.

En se référant à la figure 4 qui donne le schéma de l'alimentation on peut voir, compte tenu de l'orientation de la redresseuse D_4, qu'il s'agit d'une alimentation « positive », la masse étant au négatif de la tension redressée. De ce fait, le point X_1, liaison entre alimentation et compandeur, est positif et toutes les diodes sont conductrices au repos, dans toutes les positions de R_{10}. Plus le signal d'entrée est puissant, plus la luminosité de la diode LED du photocoupleur varie. De ce fait, la résistance λ variera au même rythme.

Le réglage de la tension continue appliquée en X_1 effectué avec R_{10} de manière à ce que les deux LED (LED 1 et celle du photocoupleur) soient dans la région de conduction. Cela protège contre une impulsion puissante causée par l'application du signal à traiter à l'entrée.

Passons aux deux commutateurs indépendants S_1 à trois positions et S_2 à deux positions.

Lorsque S_1 est en position « neutre » (ouvert) et S_2 en position S (sortie), le signal d'entrée appliqué à J_3 est appliqué à R_7 et R_8 et dans ce cas le signal de sortie, sur J_5 est égal à la moitié du signal d'entrée car $R_7 = R_8 = 100$ kΩ.

Cette perte de puissance est nécessaire lorsqu'on voudra appliquer l'expansion.

Si S_1 est en position EX (expansion), la photorésistance λ est en parallèle sur R_7. De ce fait, le diviseur de tension $R_7 - R_8$ donne une tension de sortie qui varie avec ce qui modifie la tension sur le jack de sortie J_5. L'ampleur de l'expansion est réglable avec R_6 de 100 kΩ. Si le signal à traiter augmente, la résistance de λ diminue et le signal de sortie augmente ce qui est l'effet d'expansion est réglable avec R_6 de 100 kΩ. Si le signal à traiter augmente, la résistance de λ diminue et le signal de sortie augmente ce qui est l'effet d'expansion désiré.

Lorsque S_1 est en position COMPR (compression), λ est branchée aux bornes de R_8. De ce fait lorsque le signal sur J_1 augmente, le signal de sortie sur J_5 diminue, d'où l'effet de compression requis.

A la figure 6 on a montré les trois effets possibles avec ce montage. En ordonnées, la puissance relative et en abscisses, la tension d'entrée en volts efficaces.

Le montage de la figure 3 convient à un seul canal. Pour deux canaux, on aura besoin d'un deuxième montage comme celui proposé qui se connectera de la même manière, son alimentation étant reliée à la masse et au curseur de R_{11} homologue de R_{10}. L'alimentation convient aussi bien pour un canal que pour deux.

Branchement

Le compandeur devra être connecté à un ensemble de reproduction monophonique ou stéréo d'après la composition de cet ensemble. Deux cas sont à considérer, tous deux applicables à un des canaux stéréo ou à une chaîne monophonique. Le premier cas est celui de la figure 7 (A). L'ensemble se compose d'un préamplificateur et d'un amplificateur de puissance distincts ou pouvant être séparés.

Dans le cas de la figure 7 (B), la chaîne est réalisée en un seul bloc intégré.

Commençons avec la chaîne (A). Le signal à amplifier est appliqué à l'entrée (e) du préamplificateur dont la sortie (s) est connectée à l'entrée J_3 du compandeur.

Le jack de sortie J_5 est relié à l'entrée (e) de l'amplificateur de puissance dont la sortie (s) est reliée au haut-parleur.

D'autre part, le signal transmis au HP est appliqué au jack J_1 du compandeur. Les masses sont évidemment, réunies.

Passons au cas de l'amplificateur monobloc (B). Le signal à amplifier est appliqué à l'entrée (e) qui est celle du préamplificateur. La sortie (S) qui est celle de l'amplificateur de puissance est reliée au haut-parleur.

Le signal de sortie est également transmis à J_1 du compandeur. Il faut que l'ensemble HIFi comporte deux bornes d'accès, l'une « MON, MAGN » (sortie pour HP moniteur servant à la surveillance d'un enregistrement sur magnétophone) reliée à J_2 et l'autre SORTIE MAGNÉTOPHONE, à relier à J_5 du compandeur.

A noter qu'il est souvent possible de déterminer le point

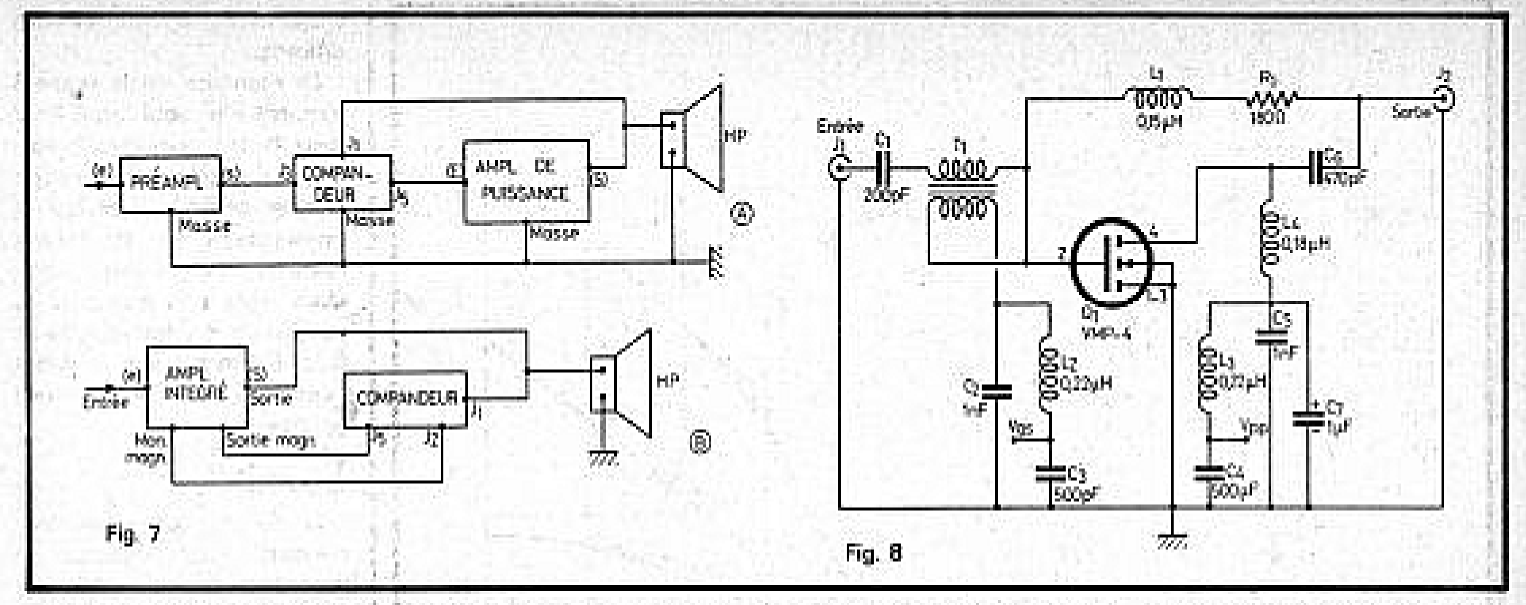


Fig. 7

Fig. 8

de liaison entre la sortie (s) d'un préamplificateur et l'entrée (E) de l'amplificateur de puissance. Dans toutes ces liaisons, il est indispensable de veiller à ce que les tensions continues des points de liaison ne se court-circuitent pas en disposant si nécessaire, des condensateurs.

Alimentation

La tension du secteur (voir fig. 4) est appliquée au primaire de T_1, transformateur donnant au secondaire une tension de 6,3 V. Cette tension est redressée par D_4 et la tension continue apparaît sur C_2. Elle est retransmise après réduction, à X_1 par l'intermédiaire de D_5. Même branchement à un autre canal à partir de R_{11}.

Construction

L'appareil doit posséder une platine horizontale et un panneau vertical de commande sur lequel sont montés les potentiomètres de réglage, LED 1, les commutateurs, les jacks, le tout en double (sauf l'alimentation) en cas de stéréophonie à deux canaux. L'appareil convient aussi bien pour l'écoute des disques que pour celle des magnétophones.

Il est recommandé d'effectuer les branchements en basse fréquence par des câbles blindés, avec tresse métallique à la masse.

La mise au point s'effectue en réglant les potentiomètres R_1, R_8, R_{10} (ou R_{11}). Les opérations préconisées par l'auteur du montage sont indiquées dans l'article original.

Amplificateur VHF de puissance linéaire de 40 à 200 MHz

Utilisant un Mospower FET Siliconix VMP 4, l'amplificateur de puissance représenté à la figure 8 a été analysé par Lou Garner dans « Popular Electronics » de novembre 1977. La réponse de ce montage est linéaire de 40 à 200 MHz et plus. On obtient un gain de puissance proche de 15 dB et la sortie peut fournir un signal amplifié de quelques milliwatts à quelques watts, selon la tension d'alimentation appliquée entre masse et les points V_{gs} et V_{pp} et aussi selon la tension d'entrée. Il est nécessaire d'utiliser des condensateurs de très bonne qualité, céramiques ou au mica, sauf C_7 qui doit être au tantale. Le transformateur d'entrée T_1 est apériodique, il est réalisé avec deux fils, en quatre spires de fil N° 22 (0,64 mm de diamètre) sur noyau INDIANA GENERAL TYPE F 625-902. On indique sur le schéma les valeurs des bobines L_1 à L_4. Il en faut deux de 0,22 μH, une de 0,15 μH et une de 0,18 μH. La bobine L_2 est insérée dans ce circuit d'entrée, sur la porte (grille ou gate) broche 2 de Q_1. Elle est en série avec un enroulement du transformateur T_1. Par ce bobinage, la tension V_{gs} de 24 V est appliquée à la porte.

La source, broches 1 et 3 est mise à la masse et le drain, broche 4 est polarisé à la tension V_{pp} par l'intermédiaire de L_4 et L_3.

On notera que la tension maximum de coupure drain – source est de 60 V et le courant maximum de drain est de 1,6 A, la puissance maximum dissipée étant de 35 W à la température de 25 °C.

Dans ce montage L_2 et L_3 sont des bobines d'arrêt, tandis que les bobines d'accord sont T_1 à l'entrée et L_4 à la sortie.

De ce fait, les valeurs de L_2 et L_3 ne sont pas critiques. Pour ajuster T_1 et L_4 on agira sur les noyaux de ferrite réglables de manière à obtenir la réponse linéaire requise. On remarquera la contre-réaction entre drain et porte, par la boucle constituée par R_1 de 180 Ω et L_1 de 0,15 μH.

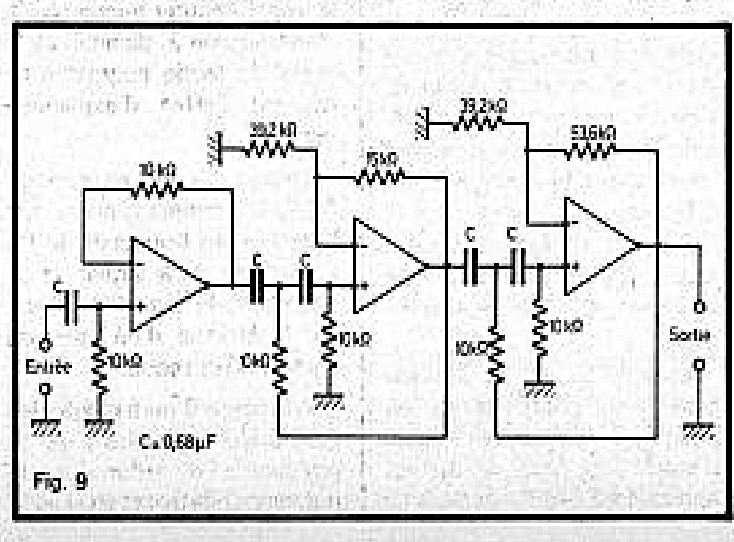


Fig. 9

Filtre subsonique passe-haut 25 Hz

Dans le même « Popular Electronics », nous relevons un schéma de filtre passe-haut subsonique ne laissant passer que les signaux de fréquence supérieure à 25 Hz. Le schéma de ce filtre est donné à la figure 9. On obtient une chute de 30 dB par octave avec ce filtre actif. Il comporte trois sections d'un circuit intégré ou trois circuits intégrés distinctifs. On recommande un μA 741 ou un LM 318, amplificateurs opérationnels dont on indique sur le schéma les entrées inverseuse (–), non inverseuse (+) et la sortie.

Le schéma sera complété avec les alimentations. On a indiqué sur le schéma des valeurs de résistances très précises comme 39,2 kΩ. En réalité il suffira de disposer des résistances exactes à ± 5 % près.

Toutes les capacités de liaison sont C = 0,68 μF.

Il sera fait appel à une alimentation double de ± 9 V bien régulées.

J. JUSTER

Utilisation des cristaux liquides en affichage électronique

LA technologie mettant en œuvre les cristaux liquides a beaucoup progressé ces dernières années grâce au « bond prodigieux » effectué par la physique et la chimie ces dernières décennies.

Les unités d'affichage à base des cristaux liquides nématiques apparaissent de plus en plus sur le marché. Ceci est dû à l'amélioration de leurs performances et tout particulièrement à l'augmentation de la durée de vie par l'utilisation des corps nouvellement synthétisés.

Les principaux avantages de ces systèmes d'affichage sont : la faible consommation, le bon contraste indépendant de la lumière ambiante, la durée de vie élevée (> 10 000 heures dans certains cas), l'absence des défaillances brutales, la tension de seuil qui peut être très faible (< 1 volt).

Un nouveau type d'affichage à cristal liquide appelé « nématique twisté », en cours de développement actuellement dans plusieurs laboratoires aussi bien en Europe qu'aux Etats-Unis, ouvre de nouveaux horizons dans les techniques d'affichage à base de cristaux liquides.

Nous allons dans cet article présenter les fondements théoriques des cristaux liquides en tentant de faire ressortir leur impact sur les techniques d'affichage utilisées par les électroniciens.

Les différents états de la matière

Les corps qui nous entourent peuvent se présenter sous une des formes suivantes : solide, liquide et gazeux.

– Les corps solides ont une forme et un volume déterminés, tant qu'on ne les soumet pas à des actions mécaniques puissantes. Exemple : le bois, le marbre et le fer sont des solides.

– Les corps liquides ont un volume déterminé, pratiquement invariable, mais leur forme dépend de la forme du corps solide (vase) dans lequel ils sont contenus. Ils sont limités, à leur partie supérieure, par une surface libre.

– Les corps gazeux n'ont ni forme, ni volume déterminés ; en outre, leur volume n'est pas limité et ils tendent toujours à occuper le plus de place possible : ils tendent donc à remplir complètement les récipients dans lesquels on les place ; autrement dit, ils n'ont pas de surface libre.

Les liquides et les gaz qui n'ont pas de forme propre sont appelés des fluides.

En général, un même corps, s'il ne subit pas de transformations chimiques lorsqu'on fait varier sa température, peut exister sous les trois états : solide, liquide et gazeux. C'est ainsi que la vapeur d'eau se condense en eau liquide et que celle-ci se solidifie elle-même en glace.

Quand un corps solide prend naissance lentement, dans des conditions convenables (quand il se dépose d'une solution concentrée, ou qu'il se solidifie graduellement de l'état liquide ou gazeux), il acquiert souvent une structure cristalline, c'est-à-dire que la masse solide de ce corps, au lieu de former un

tout continu, est un ensemble de petites masses à configuration régulière, géométrique, qu'on appelle des cristaux.

Ces cristaux ont toujours la même forme ou un petit nombre de formes déterminées pour un corps donné ; de sorte que l'examen géométrique d'un cristal permet souvent de déterminer la nature du corps dont il est composé.

Les cristaux liquides un quatrième état de la matière

On appelle « cristaux liquides » un quatrième état de la matière découvert par Reinitzer et Lehmann en 1888.

Comme on vient de l'exposer, nous avons remarqué que fondamentalement la matière peut se présenter sous un des trois états suivants : solide, liquide et gazeux. Le passage de l'un de ces états à l'autre se faisant assez facilement sous l'influence d'un facteur extérieur qui peut être : la température, la pression, etc.

L'état « cristaux liquides » ne s'observe que sur les corps organiques et est intermédiaire entre le solide et le liquide isotrope.

Ainsi, si on chauffe un de ces matériaux à partir de l'état solide, à une température T_1 bien déterminée, caractéristique du produit, il devient pâteux et diffusant. Il faut continuer à le chauffer pour observer un second point de fusion T_2 au-dessus duquel le corps devient parfaitement liquide et clair.

C'est entre T_1 et T_2 que le corps est dans l'état dit mésophase. Cette appellation signifie que ses caractéristiques l'apparentent à la fois aux deux phases, liquide et solide : liquide par la consistance, solide parce qu'il présente en couche une anisotropie optique analogue à celle des corps cristallins. Et c'est cette dernière propriété que l'on exploite dans les techniques d'affichage.

Le milieu de formation de l'image

Trois processus de formation d'une image peuvent être envisagés :

– Soit à partir d'une surface rayonnante dans le domaine visible : l'intensité de rayonnement est distribuée spatialement suivant le contraste de l'image présentée. C'est le cas de l'écran des tubes cathodiques et des systèmes d'affichage électroluminescents. Ce type d'image produit lui-même le rayonnement nécessaire à son observation et tout autre rayonnement ambiant perturbe cette observation.

– Soit à partir d'une surface réfléchissante ou absorbante dont le pouvoir réflecteur (ou le facteur d'absorption) varie d'un point à un autre suivant la distribution du contraste de l'image présentée.

C'est le cas d'une photographie, d'un tableau et de certains dispositifs mécaniques d'affichage. Ici, la visibilité de l'image dépend d'une source extérieure qui l'éclaire, et son observation dépendra en partie de la puissance de cette source.

– Soit à partir d'une surface transparente ou absorbante dont la transparence (ou l'absorption) varie d'un point à un autre suivant la distribution du contraste de l'image présentée. C'est le cas de l'observation par transparence de diapositives, films, etc., et de certains dispositifs d'affichage photochromiques.

Les deux derniers modes ne sont pas indépendants car on peut toujours placer une surface réfléchissante derrière une image transparente. Dans ce qui suit, il sera particulièrement question de ces deux variantes, en raison des limitations d'ordre technologique rencontrées pour la réalisation de dispositifs d'affichage luminescents et surtout de la nécessité d'une quasi-obscurité pour une observation efficace de ceux-ci.

Plus précisément, le problème sera limité aux points suivants :

– Formation d'une image résultant d'une modification de caractéristiques d'absorption d'un matériau sensible dans le domaine visible, sous l'influence d'une excitation extérieure.

– Possibilité d'effaçage de l'image, ce qui implique la réversibilité du phénomène.

– Création d'une mémoire optique intégrée qui impose que la réversibilité puisse être contrôlée par un phénomène différent de celui qui a provoqué la modification des caractéristiques du matériau.

Si nous appelons A le système incolore et B le système coloré, le contraste et le noircissement (ou coloration) dans l'image obtenue sont fonction du nombre d'atomes ou de molécules du matériau A ayant subi la modification A → B. Ce nombre va naturellement dépendre du phénomène utilisé ainsi que de la nature des matériaux.

Dans la photographie utilisant des halogénures d'argent par exemple, la quantité d'argent réduit, nécessaire à l'obtention d'une image visible de bon contraste est de 10^8 atomes par cm^2 d'image. Ce nombre serait sensiblement le même pour tout système utili-

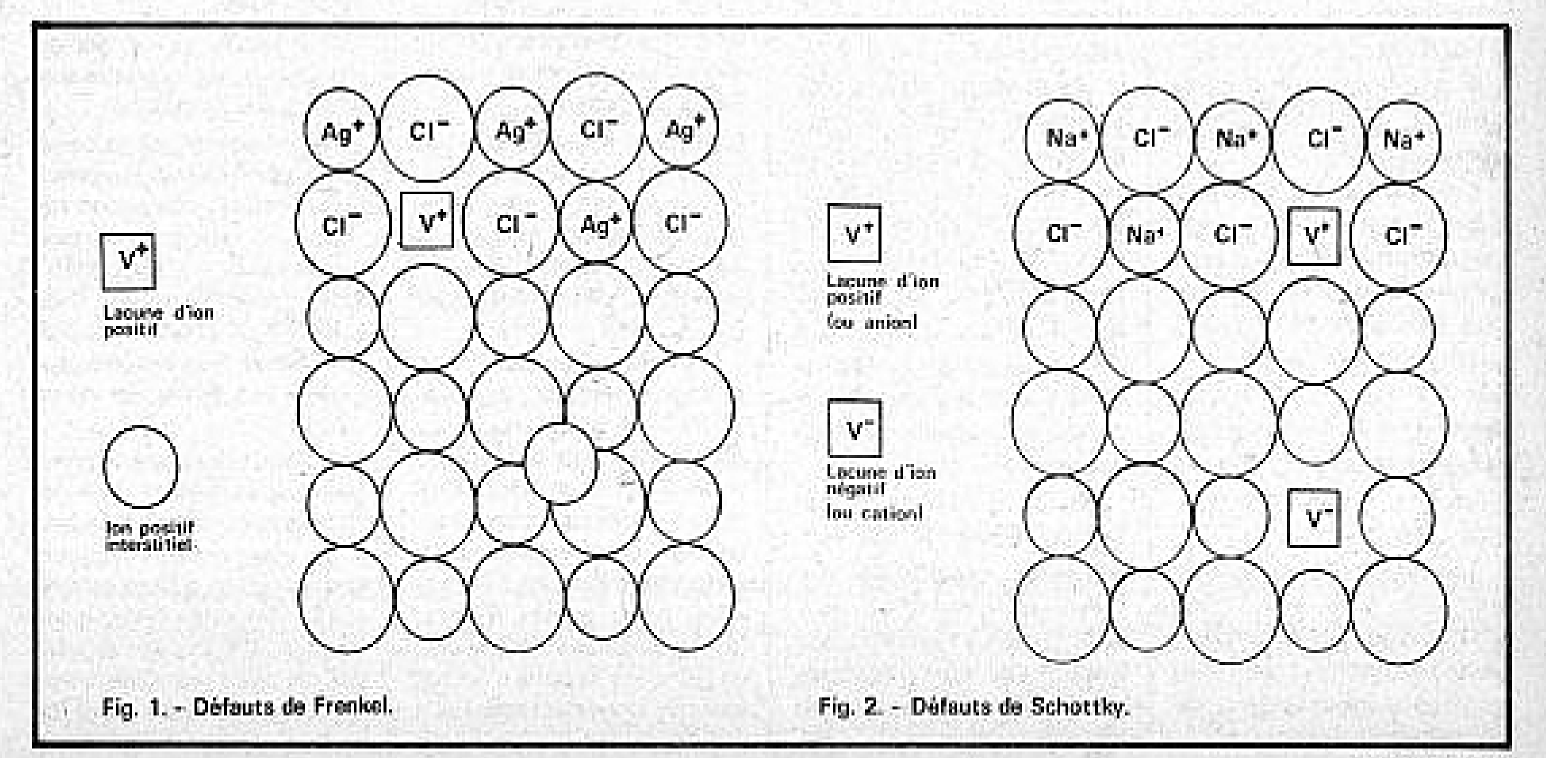


Fig. 1. - Défauts de Frenkel.

Fig. 2. - Défauts de Schottky.

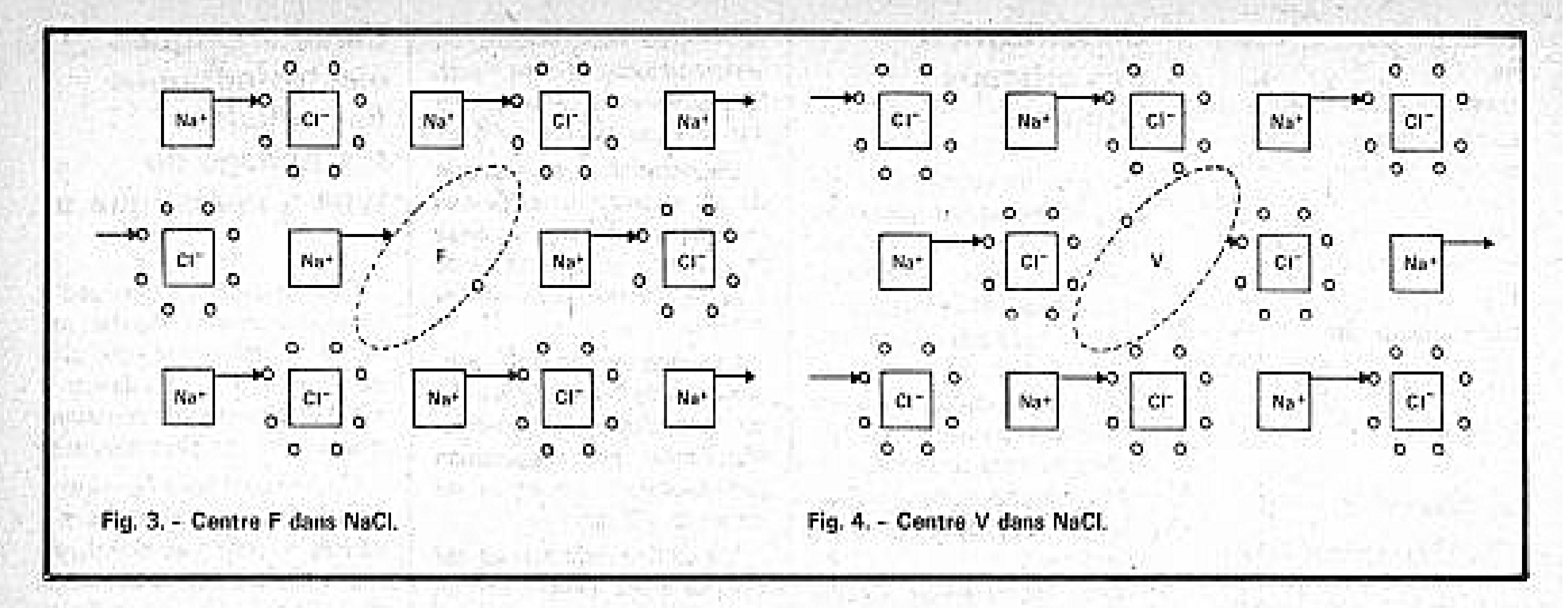


Fig. 3. - Centre F dans NaCl.

Fig. 4. - Centre V dans NaCl.

sant la réduction d'un sel métallique. Il serait environ 100 fois plus grand pour tous les procédés utilisant les photochromes.

Influence des propriétés de la matière sur la technologie d'affichage

Les propriétés de la matière influencent fortement l'ensemble des paramètres des dispositifs technologiques de tout affichage électronique.

Le comportement de tous les paramètres doit être cerné pour mieux réaliser l'affichage.

Un certain nombre de caractéristiques définissent un système d'affichage, ce sont :

- le contraste
- la résolution
- la vitesse d'affichage
- la vitesse d'effaçage

Nous allons dans ce qui suit présenter les principaux phénomènes physiques ou chimiques permettant l'élaboration d'un système de visualisation présentant des caractéristiques satisfaisantes.

Les différents types de liaisons dans la matière

Suivant la structure de la matière et la nature des forces de cohésion mises en jeu, nous distinguerons dans la matière des liaisons : ionique, covalente, moléculaire et métallique.

1. Les liaisons ioniques :

Par chauffage ou absorption de rayonnement, la molécule d'un cristal se dissocie en ions. Les ions positifs sont appelés cations tandis que les ions négatifs sont appelés anions.

L'explication courante de ce phénomène est basée sur la stabilité de certaines configurations électroniques. Les gaz rares avec leur couche périphérique saturée groupant huit électrons semblent présenter l'arrangement le plus stable. Les éléments qui suivent ou qui précèdent ces gaz ont des électrons soit en moins, soit en plus et en essayant de prendre la configuration des gaz rares, ils captent ou bien perdent des électrons.

La mesure de cette facilité d'ionisation d'un atome particulier est le « potentiel d'ionisation ». L'exemple typique de cette liaison est donné par la dissociation du chlorure de sodium $NaCl \rightarrow Na^+ + Cl^-$.

2. Liaisons covalentes :

Ce sont des liaisons atomiques avec saturation des valences ; ces liaisons sont celles des gaz diatomiques (H_2, N_2, O_2, etc.) et de la plupart des composés organiques tels que CH_4. Les liaisons covalentes s'expliquent par la tendance qu'ont certains éléments électronégatifs comme le chlore et le brome à se lier.

3. Liaisons moléculaires

Ce sont des liaisons entre les atomes provoquées par les forces de Van der Waals. Dans ce type de liaison, il n'y a pas saturation des valences.

4. Liaisons métalliques

Ce sont ces types de liaisons qui produisent les réseaux cristallins dans les métaux.

La plupart des propriétés physiques des cristaux sont dues à la présence de défauts de structure de types variés et l'on peut distinguer notamment :

- **Les défauts de Frenkel** : qui résultent du déplacement d'un certain nombre d'ions de leurs positions normales vers des positions interstitielles dans la maille (fig. 1).

L'application d'un champ électrique produit la migration des trous (résultant de l'absence de l'ion déplacé) dans un sens, et des ions en position interstitielles dans l'autre. Ceci rend compte d'un certain type de conductivité. Les défauts de Frenkel correspondent à l'association des deux lacunes de même nature.

- **Les défauts dits de Schottky** qui proviennent de la migration, vers la surface du cristal, d'ions venant de positions stables dans la maille. La migration de ces ions conduit à la formation de « trous » positifs ou négatifs (fig. 2) qui, sous l'action d'un champ électrique se déplacent dans des directions correspondant à leurs signes. Ceci donne lieu à un autre type de conductibilité. Généralement, les impuretés dont la charge positive est plus élevée que celle du cation de la maille cristalline provoquent la conductibilité du cristal et vice-versa. Bon nombre de ces impuretés augmentent également le pouvoir d'ionisation du cristal. Les défauts de Schottky correspondent donc à l'association des deux lacunes de nature différente.

Outre leur action sur la conductibilité électrique, certaines impuretés introduisent des bandes d'absorption supplémentaires dans le spectre optique du matériau.

- **Cristaux non stoechiométriques.** Certains minéraux ne suivent pas la loi des proportions définies (loi de Dalton). C'est le cas en particulier, des oxydes et sulfures métalliques.

Ces composés appelés les « berthollides » pour les différencier des « daltonides » qui eux, ont une composition stoechiométrique.

Les cristaux d'oxyde de zinc, par exemple, peuvent être préparés, avec une couleur variant du blanc au rouge foncé suivant l'excès de zinc entrant dans la composition du cristal.

L'écart à la stoéchiométrie confère à ces cristaux des propriétés particulières telles que : plus grande conductibilité, propriétés semi-conductrices, propriétés catalytiques, centres colorés, plus grande réactivité chimique, etc. Dans bien des cas, ces propriétés les rapprochent des cristaux ioniques.

- **Les centres colorés** : correspondent à la présence de bandes d'absorption dans les cristaux naturellement transparents. Cette absorption est due à la présence, dans la maille cristalline, d'un certain type de défauts ; ces défauts, suivant leur charge, capturent un électron ou un trou formant ainsi une orbitale responsable

de l'absorption optique observée.

Un électron capturé par une lacune d'ion négatif produit un centre F ou « centre de couleur » avec une bande d'absorption située dans le domaine visible (fig. 3).

Un trou capturé par une lacune d'ion positif produit un centre V avec une bande d'absorption située dans l'ultraviolet (fig. 4).

Les dislocations

Nous ne pouvions pas terminer la présentation des défauts dans les réseaux cristallins sans parler de la dislocation.

En effet, comme nous l'avons déjà dit, lorsqu'un atome d'un cristal quitte son site cristallin, il donne naissance à deux défauts primaires que nous avons appelé paire de Frenkel (une lacune : un site cristallin dépourvu d'atomes et un interstitiel).

A température élevée, les lacunes dans certains cristaux se déplacent pour se rassembler en alignements appelés dislocations.

Souvent, les dislocations proviennent du rassemblement d'un grand nombre de lacunes engendrées par un raffinage du cristal ou une contrainte mécanique extérieure subie par le cristal.

Classification des cristaux liquides...

Friedel, un autre savant qui s'est intéressé au problème des cristaux liquides, en distingue trois types : smectique, cholestérique et nématique.

Parmi ces états intermédiaires les états dits « nématiques » et « cholestériques » présentent certaines propriétés essentielles pour la réalisation de dispositifs de visualisation ; ces propriétés sont notamment :

– pour les matériaux nématiques : leur aptitude à former un contraste par diffusion sélective de la lumière sous l'influence d'un champ électrique. La permanence du contraste obtenu correspond à la durée d'excitation ;

– pour les matériaux cholestériques : une possibilité de contrôle de la couleur de la lumière transmise du fait qu'ils présentent un dichroïsme circulaire dépendant de la température du matériau.

L'utilisation simultanée de ces deux types de matériaux permet d'obtenir un effet de mémoire dû à l'augmentation de la constante de temps d'effaçage.

Il est possible de réaliser un modulateur de lumière en plaçant une lame de liquide nématique entre deux plaques de verre conducteur (verre Nesa). L'épaisseur de la lame se situe aux environs de 25 μm (fig. 5).

L'application d'une tension de 45 volts entre les parties conductrices des plaques Nesa fait passer le cœfficient de transmission de la cellule de 80 à 18 %.

Le temps de réponse du système est de l'ordre de 2 à 10 ms et le retour à la transmission initiale après suppression de l'excitation s'effectue en moins de 20 ms.

Les parties conductrices des plaques Nesa doivent être en contact avec le liquide nématique et, pendant l'excitation, on observe le passage d'un courant et les constantes de temps varient avec la nature et le degré de pureté des produits utilisés.

Si les parois de la cellule comportent des bandes conductrices transparentes disposées perpendiculairement dans un système « crossbar », on aura alors réalisé un système d'affichage observable par transparence. De tels systèmes sont actuellement en développement dans plusieurs laboratoires en France et à l'étranger.

Les résultats obtenus ne permettent pas encore l'obtention d'un contraste et d'une résolution suffisante.

Caractéristiques électro-optiques des cellules d'affichage du type « nématique »

Parmi toutes les phases possibles des cristaux liquides, la phase nématique est celle qui nous intéresse le plus directement en raison de son domaine d'application en électronique.

C'est Friedel qui a donné ce nom aux corps nématiques dérivés du mot grec signifiant « fils » parce qu'ils contiennent en général des structures microscopiques effilées, soit flottant librement, soit fixées à la paroi du récipient. (voir fig. 6).

Les propriétés essentielles du cristal liquide dans sa mésophase sont liées à l'aspect ordonné de ses molécules groupées parallèlement les unes aux autres en domaine et à son anisotropie : tout particulièrement l'anisotropie diélectrique, l'anisotropie optique et l'anisotropie de conductivité.

Les anisotropies sont souvent très importantes, on peut relever pour le cristal liquide le plus connu (M.B.B.A.) les valeurs suivantes :

– anisotropie diélectrique $\varepsilon_a = 0{,}6$

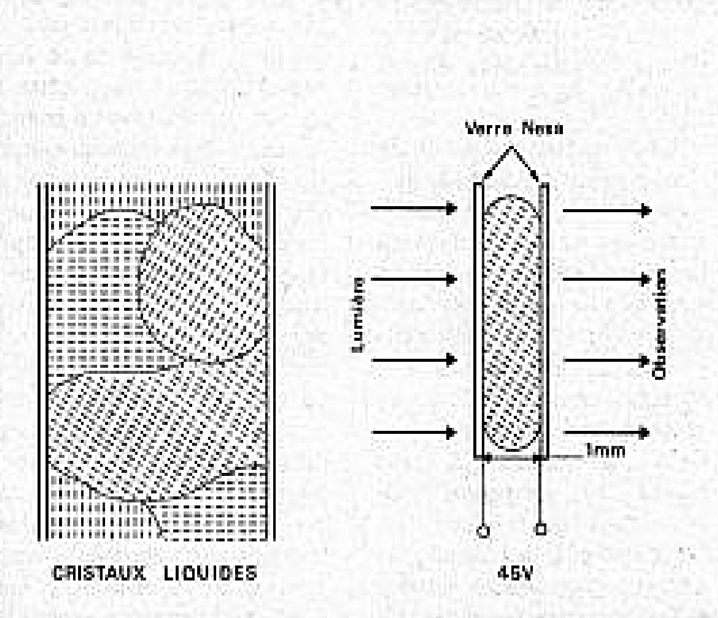


Fig. 5. - Cellule de modulation de la lumière à cristaux liquides.

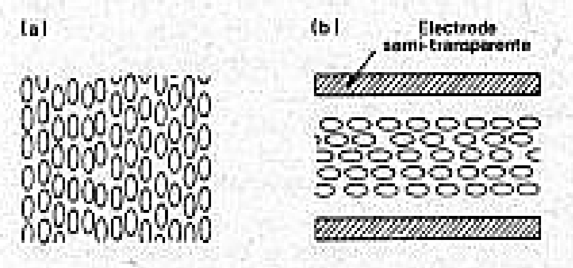


Fig. 6. - Cristaux nématiques : a) au repos ; b) organisation due au champ électrique.

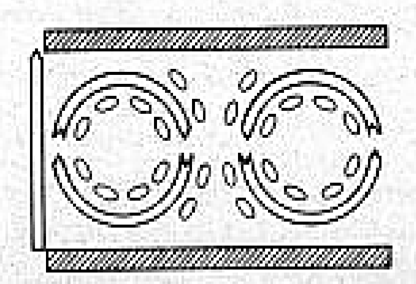


Fig. 7. - Mouvement tourbillonnaire.

– anisotropie optique $\Delta_n = 0{,}21$
– anisotropie de conductivité $\rho_a = 1{,}2$

On voit ainsi donc que le phénomène « nématique » est dû à des ordres moléculaires différents au sein du liquide. Pour mettre en évidence des réactions « électro-hydrodynamiques » comme on les appelle par les non profanes, montons-nous une petite expérience :

Plaçons le matériau entre deux électrodes semi-transparentes espacées de 3 mm. Si on applique une différence de potentiel variable aux bornes de ces électrodes, on observe les phénomènes suivants :
– Pour V < 5 V, on a un simple effet d'alignement des molécules dans le plan de la lame. Le cristal liquide est homogène et transparent.
– Pour V > 5 V (environ 7 volts), l'effet principal réside dans l'apparition au sein du matériau d'un mouvement tourbillonnaire cellulaire et il se met à diffuser de la lumière dans tous les sens (voir fig. 7).

C'est ce que G. Heilmever a appelé mode de diffusion dynamique.

Ce phénomène est lié à une migration des ions du matériau ayant une charge d'espace qui entraîne un gradient de pression à l'intérieur de la cellule.

Le contraste optique (Co) qui en résulte varie avec la tension d'excitation appliquée aux électrodes suivant le graphique de la figure 8.

En général, le seuil de variation du contraste en fonction de la tension appliquée n'est pas défini et le temps d'établissement ou d'effacement de l'effet est lent (10 msec et 100 msec).

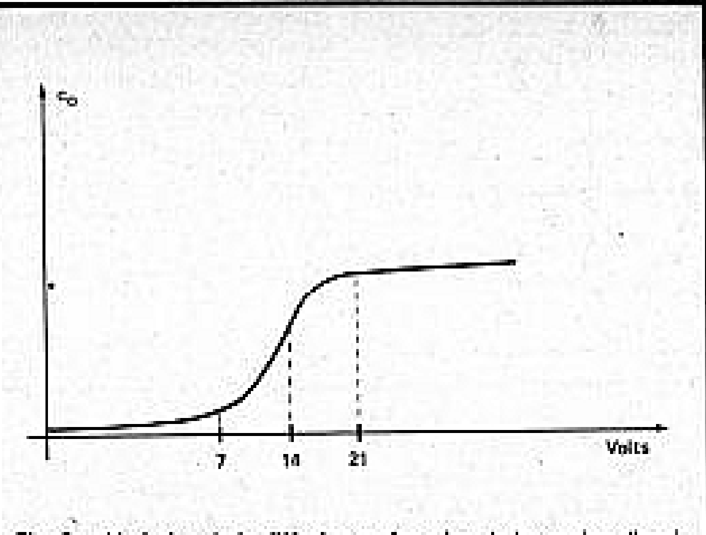


Fig. 8. – Variation de la diffusion en fonction de la tension d'excitation.

Ce sont deux inconvénients de cette technique.

Un champ électrique peut fortement modifier la direction d'alignement des molécules d'un cristal liquide nématique. Ceci conduit à un effet électro-optique appelé : « effet de biréfringence électriquement contrôlée » présentant plusieurs propriétés intéressantes pour l'affichage ; citons-en notamment :
– la possibilité d'un affichage en couleurs
– la capacité de multiplexage importante.

Dispositifs électroniques de production d'effets lumineux en milieux à transparence variable

Il est facile, à partir de signaux lumineux d'obtenir des signaux électriques. Toute la gamme des dispositifs photosensibles (cellules photo-électriques, photo-résistances, photodiodes) permet d'y arriver très aisément.

Mais le problème qui nous préoccupe est juste l'opposé : dans un milieu à transparence variable comme celui formé par les cristaux liquides, nous voulons agir sur la lumière au moyen de signaux électriques.

La solution la plus couramment employée pour moduler un faisceau lumineux est de partir d'une source d'intensité lumineuse constante et de faire traverser à sa lumière un milieu dont la transmission varie.

Les principaux systèmes modulateurs de lumière font appel aux propriétés de la lumière polarisée. On sait que, lorsque la lumière ordinaire a traversé un premier système polariseur (plastique polarisant spécial ou prisme de Nicoll, elle se trouve « polarisée », c'est-à-dire que les oscillations correspondant au phénomène lumineux ont toutes lieu dans un même plan contenant la direction de propagation de la lumière.

Si nous plaçons maintenant un second polariseur sur le parcours de cette lumière, pour une position déterminée de ce second polariseur, nous réaliserons un arrêt complet de la lumière : l'ensemble des deux polariseurs croisés est équivalent à un écran opaque.

Nous pourrons permettre à la lumière de traverser cependant cet ensemble, si nous plaçons, entre les deux polariseurs, un corps doué de pouvoir rotatoire, c'est-à-dire faisant tourner le plan de polarisation de la lumière en raison de sa structure cristalline, ou un corps doué de biréfringence qui transformera la lumière polarisée rectiligne en lumière polarisée elliptique.

Les deux procédés couramment employés pour moduler ainsi la lumière sont la cellule de Kerr et l'effet Pockels.

1. Cellule de Kerr

La cellule de Kerr utilise la propriété de biréfringence du nitrobenzène, qui est normalement isotrope (sans action sur la lumière polarisée) et acquiert une propriété de biréfringence lorsqu'il est placé dans un champ électrostatique perpendiculaire à la propagation de la lumière.

La figure 9 indique comment l'ensemble est monté. On voit que, entre les polariseurs P_1 et P_2, une cuve se trouve placée, remplie de nitrobenzène, dans laquelle le faisceau lumineux passe entre deux plaques d'un condensateur, reliées respectivement aux électrodes A et B. En l'absence de différence de potentiel entre A et B, aucune lumière n'émerge de P.

Si l'on applique une tension entre les électrodes A et B, il commence à y avoir de la

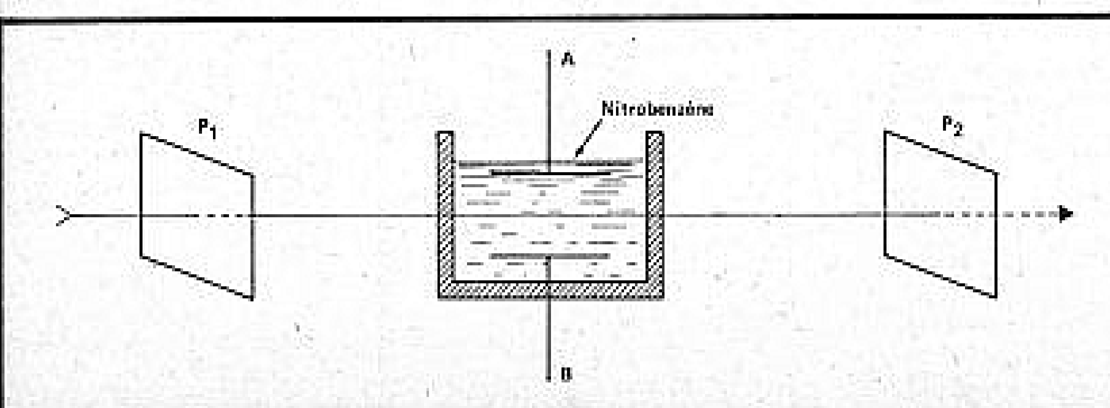


Fig. 9. – Cellule de Kerr utilisant la biréfringence du nitrobenzène sous l'influence du champ électrique appliqué entre A et B.

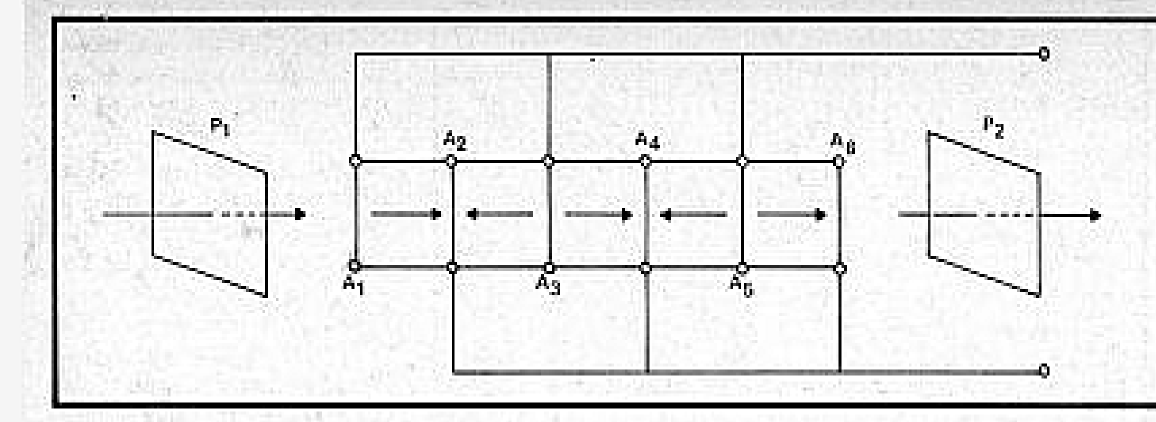


Fig. 10. – Modulateur de lumière à « effet Pockels ».

lumière qui sort du second polariseur. Si l'on veut une variation de luminosité qui soit une fonction linéaire de la tension, il faut appliquer une tension continue superposée à une composante alternative. Le phénomène peut répondre très vite, mais les champs électriques à appliquer sont relativement élevés et nécessitent des différences de potentiel entre A et B qui sont souvent de plusieurs kilovolts.

En raison des tensions élevées nécessaires pour commander une cellule de Kerr, on actionne en général celle-ci par un tube électronique, dans un montage à résistances. En conséquence, on peut réaliser rapidement l'extinction de la lumière, puisqu'elle correspond à la décharge de la capacité de la cellule dans le tube débloqué. En revanche, la vitesse de réallumage est forcément limitée, puisqu'elle correspond à la charge de la cellule à travers la résistance anodique du tube. On arrive difficilement à dépasser des fréquences de modulation d'une centaine de kilohertz.

2. Effet Pockels.

Le modulateur à effet Pockels utilise un cristal de phosphate diacide de potassium, nommé en général « KDP », auquel on applique un champ électrique dans le sens de la propagation de la lumière. L'intérêt de cette méthode réside dans le fait que l'on peut utiliser plusieurs cristaux dont on inverse les sens, en les montant les uns après les autres en tête-bêche, à condition d'inverser en même temps les sens des champs électriques.

La figure 10 indique un exemple de réalisation utilisant plusieurs cristaux. Ces cristaux sont mis bout à bout; leurs axes optiques sont inversés de l'un à l'autre et le champ électrique leur est appliqué par l'intermédiaire des anneaux A_1, A_2, A_3,... A_6.

On voit que les anneaux pairs sont reliés entre eux et à une électrode, les anneaux impairs étant reliés également entre eux, et à une autre électrode. On obtient ainsi des champs électriques dirigés, à un instant donné, comme les flèches qui figurent à l'intérieur des cristaux, et les actions sur la lumière polarisée de ces différents cristaux se renforcent. Il devient alors possible de moduler dans de très fortes proportions un faisceau lumineux avec des tensions de crête ne dépassant pas 100 V. Les capacités mises en jeu sont ici beaucoup plus faibles que celles d'une cellule de Kerr et ce système se prête à une modulation à des fréquences très grandes (on atteint très couramment plusieurs milliers de mégahertz). C'est ce type de modulateur qui est souvent employé, joint à une source de lumière qui peut être un laser à gaz pour restransmettre par faisceaux lumineux une information à bande passante très large.

H. KADIMA

Récapitulons toutes les caractéristiques de réalisation électroniques propres à chacun des modes de visualisation par cristaux liquides dans le tableau ci-dessous :

Type de fonctionnement	Puissance de commande	Durée de vie	Temps d'inscription par points	Tension de seuil
Diffusion dynamique BF	100 µW/cm²	médiocre < 10 000 heures	10 ms	6 à 8 V
Diffusion dynamique HF	100 µW/cm²	bonne	100 ns	10 V
Birefringence contrôlée	10 µW/cm²	excellente	50 µs	2 à 5 V
Nématique twisté	1 µW/cm²	excellente	500 ms	1 à 3 V

Explication de quelques mots utilisés dans le texte

– **anisotropie optique** : un milieu est dit optiquement anisotrope lorsque la vitesse des ondes électromagnétiques y varie suivant la direction.

L'intensité de ce phénomène est mesurée par la différence $n_e - n_o$ des indices extraordinaires et ordinaires du cristal uniaxe équivalent. Elle est donnée par la formule :

$$n_e - n_o = C . \lambda . E_0^2$$

C étant une caractéristique du cristal considéré si E_0 est exprimé en V/m et λ en m, on a pour le nitrobenzène C = 265 . 10^{-14}

– **anisotropie électrique** : un milieu est dit électriquement anisotrope lorsque la vitesse des ondes électromagnétiques y varie avec le champ électrostatique uniforme qui y est appliqué.

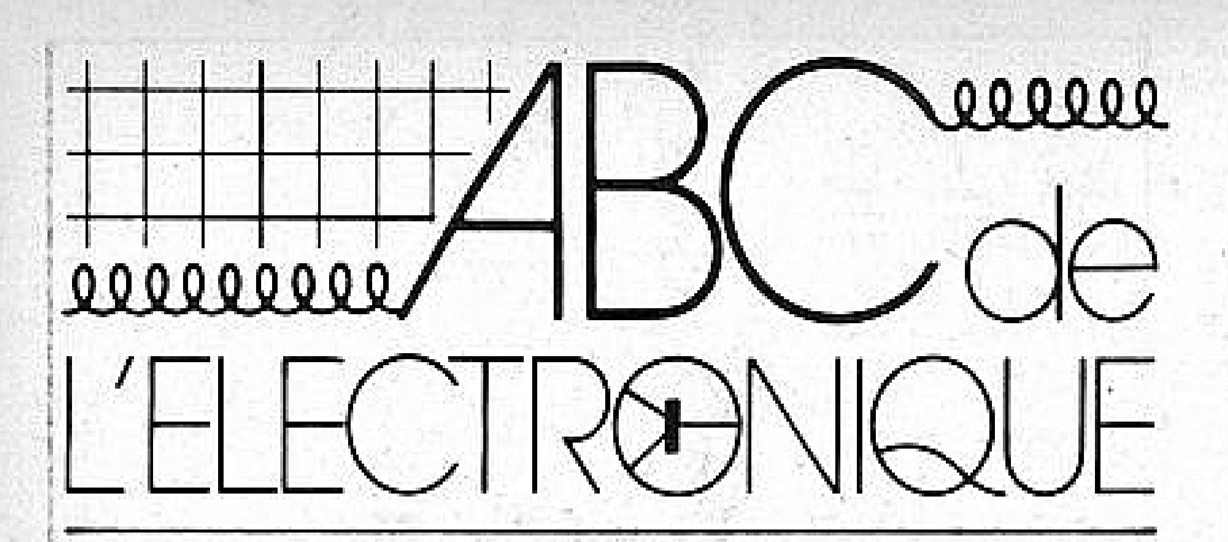
– **anisotropie magnétique** : un milieu est magnétiquement anisotrope lorsque la vitesse des ondes électromagnétiques y varie en fonction du champ magnétique uniforme observé dans une direction normale aux lignes de champ.

– **MBBA** : méthoxybenzilidene-n-butylamiline, c'est un corps organique dont le domaine de mésomorphisme s'étend de 20 à 45 °C

– **EBBA** : ethoxybenzilidene-n-butylaniline; corps organique dont le domaine de mésomorphisme s'étend de 32 à 68°C

– **NESA** : « marque déposée » d'un type d'électrodes transparentes utilisées dans la visualisation à base des cristaux liquides.

(à suivre)



Les tubes (ou lampes) à vide

Introduction

ENTRE 1949 et 1970, on a utilisé dans les appareils électroniques, aussi bien les transistors que les lampes, les premiers prenant de plus en plus l'avantage sur les seconds.

Depuis 1970, les lampes sont abandonnées dans la plupart des appareils sauf dans quelques applications particulières comme par exemple : émission, étages de puissance des téléviseurs, certains appareils de mesure, etc.

En raison de leurs qualités prestigieuses, de leurs avantages et des glorieux services que les lampes ont rendus à l'électronique en particulier et à la civilisation moderne en général, il serait indécent de les passer sous silence. Il faut toutefois noter que pratiquement tous les montages à lampes ont été transposés en montage à transistors. Des tubes à vide, autres que les petites lampes, subsistent, comme par exemple de gros tubes d'émission, des tubes cathodiques, des multiplicateurs d'électrons, des tubes capteurs d'images pour caméras de télévision et bien d'autres.

De la diode à l'octode

Dans toute lampe, il y a un filament qui chauffe une cathode. La cathode peut toutefois être absente et dans ce cas, c'est le filament lui-même qui remplit la fonction de cathode. Après la cathode on trouve dans une lampe un certain nombre de grilles et une anode nommée aussi plaque.

La nomenclature des lampes se fait soit d'après le nombre des électrodes, soit d'après le nombre des grilles. Le filament ne compte pas comme électrode, sauf s'il remplace la cathode absente.

Le tableau I ci-après donne les nomenclatures des lampes.

Les désignations trigrille et pentagrille sont actuellement peu usitées. Il existe aussi des lampes différentes des types classiques indiqués plus haut. Ce sont généralement des lampes spéciales qui seront mentionnées par la suite. Tous les types normaux de lampes sont

TABLEAU I

Nombre d'électrodes	Nombre de grilles	Désignation
2 : cathode + plaque	0	diode
3 : cathode + 1 grille + 1 plaque	1	triode
4 : –	2	tétrode
5 : –	3	pentode ou trigrille
6 : –	4	hexode
7 : –	5	heptode ou pentagrille
8 : –	6	octode

à vide, mais il existe des types à gaz. On notera aussi les lampes dites doubles, triples, quadruples...

Ce sont plusieurs lampes normales montées dans une même ampoule, avec un seul culot, par exemple les suivantes : diode triode, diode pentode, double diode, double diode triode, double triode, triode pentode, double pentode, triode heptode, triple diode pentode, etc. Des lampes spéciales plus modernes nommées compactrons contiennent plusieurs éléments de lampe dans une même ampoule, ces éléments étant à hautes performances.

La figure 1 montre les symboles schématiques des divers types de lampes. Le filament a toujours deux points de branchement désignés par FF ou FF', etc. Il n'est plus indiqué à partir de la tétrode, sur notre figure, mais il est sous-entendu qu'il existe.

La nomination des électrodes est la suivante : K = cathode. G = grille unique, G_1, G_2 ... G_6 = grilles successives à partir de celle la plus proche de la cathode, P ou A = plaque ou anode. Dans certaines lampes, il existe des branchements intérieurs entre deux électrodes.

La figure 2 donne deux exemples de lampes à deux ou plusieurs éléments. La lampe représentée à gauche est une double triode dont les éléments sont désignés par K, G, P pour une des triodes et K', G', P' pour l'autre. Le filament dans cet exemple se compose en réalité de deux filaments : F_1 F_m et F_m F_2, chacun chauffant la cathode correspondante.

Le point F_m commun aux deux filaments est généralement équipotentiel ; autrement dit, les deux filaments étant chauffés sous 6,3 V, on peut aussi les chauffer sous 12,6 V et le point F_m est une prise médiane et équipotentielle. On peut aussi chauffer les filaments en les branchant en parallèle : un point de la source de 6,3 V est relié à F_m et l'autre à F_1 et F_2 réunis. E est un écran intérieur disposé entre les deux triodes et les blindant l'une par rapport à l'autre.

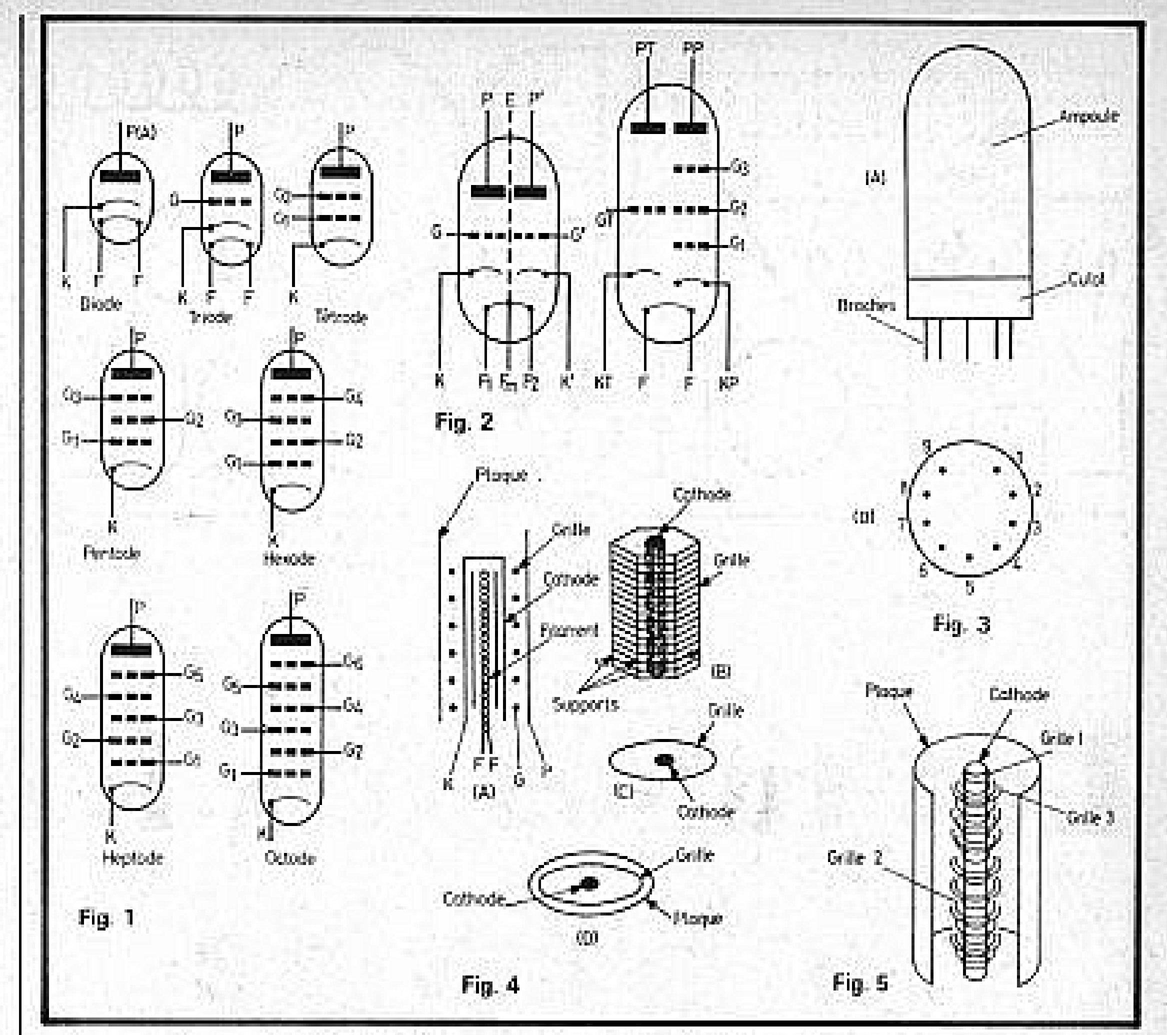


Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

Le second exemple (fig. 2 à droite) montre une triode pentode, T désigne les électrodes de la triode et P celles de la pentode, sauf les grilles qui sont désignées par G_1, G_2, G_3. Il y a toujours deux filaments mais ils sont connectés ensemble à l'intérieur de l'ampoule, dans le cas de cet exemple.

Constitution d'une lampe

Les électrodes sont montées de façon à former la lampe proprement dite et isolées entre elles par des petites tiges en verre céramique ou mica. Ce système d'électrodes est placé dans une ampoule cylindrique (voir fig. 3) dans laquelle on fait le vide. Les électrodes sont reliées par des fils aux broches du culot. On trouve aussi 2 ou 3 broches pour le filament. Ces broches sont disposées circulairement. Il existe des culots à nombre de broches déterminé et disposées généralement à égale distance les unes des autres. Ainsi, le culot miniature 9 broches se nomme « noval », celui à 7 broches se nomme « miniature » tout court. Il existe aussi des culots décal à 10 broches et bien d'autres comme l'octal à 8 broches.

En B, figure 3, on montre les 9 broches d'un culot noval. La disposition d'un système triode est indiquée à la figure 4.

En A on montre la triode en coupe longitudinale. Au milieu, le filament, spiralé ou non, enrobé dans une matière céramique, puis la cathode chauffée par les isolants. La grille entoure la cathode, comme on le voit en B. Elle se compose de fils fins montés sur des petits piliers métalliques maintenant bien rigide la grille qui, dans les réalisations modernes, se nomme grille-cadre.

En C on voit en coupe transversale, la grille entourant la cathode.

En D, enfin, la coupe transversale montre la plaque autour de la grille. Elle est constituée par un cylindre métallique plein ou en toile métallique.

Toutes les électrodes, sauf cas spéciaux, sont isolées entre elles et sont reliées électriquement aux broches du culot. La figure 5 montre des éléments d'une pentode. Tous les éléments d'une lampe pentode sont indiqués « explosés » sur la figure 6 (d'après un document RCA). Le culot est noval. On notera la présence de petits éléments tels que : « getter » servant aussi de soutien, plaquette isolante ou en métal servant respectivement de soutien et de blindage supérieur ou inférieur.

La diode à vide

La lampe la plus simple est la diode, ne comportant que la cathode et la plaque ou anode. La cathode étant chauffée par le filament (ou le filament lui-même s'il n'y a pas de cathode) et recouverte d'oxydes, tels que ceux de baryum, thorium ou tungstène, émet des électrons, particules négatives d'électricité qui sont attirées par la plaque, portée à un potentiel positif par rapport à

celui de la cathode. La figure 7 montre le trajet des électrons entre la cathode et la plaque (anode). Il s'établit ainsi un courant électronique dans le circuit constitué par la diode et son montage d'alimentation et de mesures de la figure 8.

Voici comment est constitué ce montage. La diode, avec son filament, sa cathode et sa plaque, est alimentée par deux sources de tension :

B_1 = source d'alimentation du filament, sous basse tension, par exemple 6,3 V, continu ou alternatif. Cette partie de l'alimentation ne sert qu'à chauffer la cathode et n'intervient pas autrement dans le montage électronique proprement dit ;

B_2 = source d'alimentation continue dite à « haute tension, par exemple 25, 45, 80, 150, 300 V et plus. Le négatif étant relié à la cathode et le positif à la plaque, le courant électronique circule dans le sens indiqué par la flèche. Dans la lampe, il va de la cathode à l'anode. A l'extérieur, il passe par la résistance R_L, la batterie B_1 et se ferme sur la cathode. Pour déterminer les propriétés de la diode, on a disposé aussi deux instruments de mesure » ;

M = milliampèremètre permettant de mesurer le courant du circuit ;

V = voltmètre, mesurant la tension aux bornes de R_L.

L'interrupteur « Int. » étant ouvert, le circuit de haute tension est coupé. Aucun courant et aucune tension ne sont indiqués par M et V.

Fermons l'interrupteur, le courant s'établit. La valeur de ce courant i dépend des éléments suivants :

1° caractéristiques de la diode,
2° tension de la source B_2,
3° valeur de R_L.

Ainsi : certaines petites diodes ont un courant de 1 mA par exemple, tandis que des diodes de puissance pourraient donner lieu à un courant très élevé, par exemple 20 A ; le courant i, toutes autres choses inchangées, croît avec la tension de la source B_2. Si cette tension augmente, le courant augmente aussi. Ceci peut se vérifier en réalisant la modification de montage montrée en b, figure 8.

Le point X n'est plus relié directement au + de la source B_2, mais au curseur d'un potentiomètre dont les extrémités sont connectées aux bornes + et – de la source.

Si le curseur se déplace du point $-B_2$ au point $+B_2$, le courant indiqué par M croît de zéro jusqu'à une certaine valeur I_{max} lorsqu'il atteint le point $+B_2$ donnant le potentiel le plus élevé.

D'autre part, considérons aussi la résistance R_L nommée « charge » ou « utilisation ».

Le courant i la traverse et il se crée une chute de potentiel e_r égale, évidemment, à :

$$e_r = R_L\, i$$

Cette tension e_r peut être mesurée par le voltmètre V. En raison de la présence de R_L dans le circuit, la tension de la plaque, par rapport à celle de la cathode n'est pas celle fournie par la source, B_2, mais une tension plus faible :

$$e_p = e_s - e_r$$

Si R_L augmente, e_r augmente aussi mais pas proportionnellement à la résistance car la diminution de e_p donne lieu à une diminution de i comme on l'a vu plus haut.

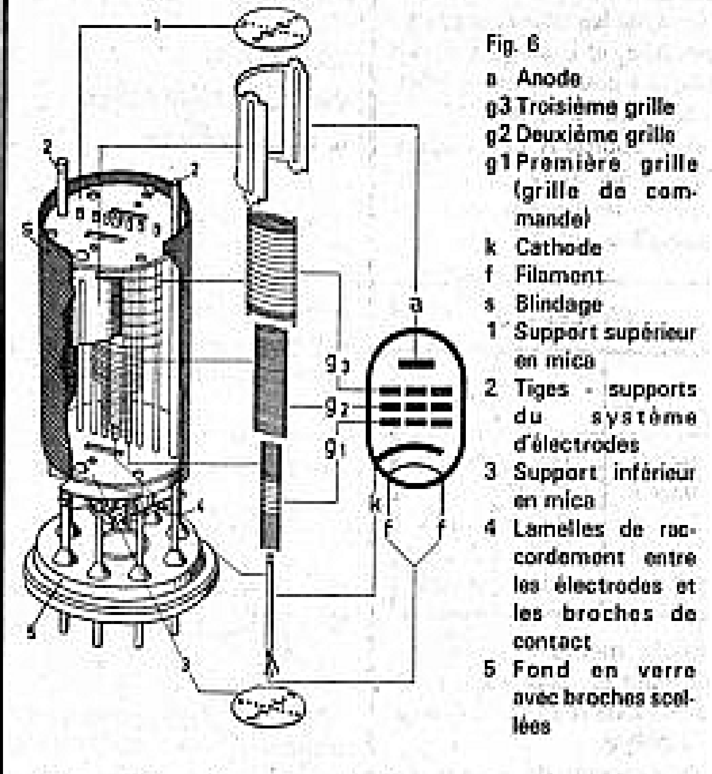


Fig. 6
a Anode
g3 Troisième grille
g2 Deuxième grille
g1 Première grille (grille de commande)
k Cathode
f Filament
s Blindage
1 Support supérieur en mica
2 Tiges - supports du système d'électrodes
3 Support inférieur en mica
4 Lamelles de raccordement entre les électrodes et les broches de contact
5 Fond en verre avec broches scellées

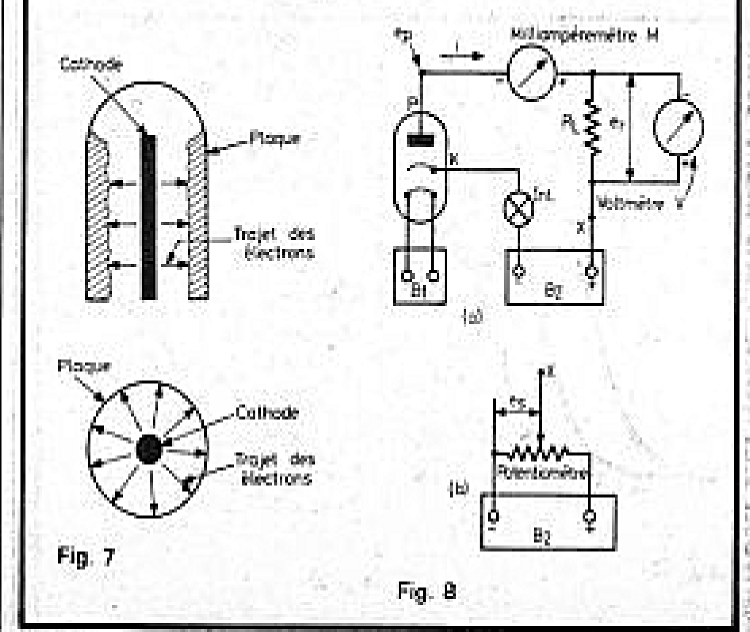
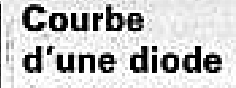


Fig. 7

Fig. 8



Courbe d'une diode

Utilisons le montage de la figure 8, avec la variante à potentiomètre, mais en supprimant R_L et le voltmètre. Le montage devient celui de la figure 9, le voltmètre étant monté cette fois entre plaque et cathode.

Plaçons le curseur du potentiomètre au point relié au négatif de la batterie. La tension appliquée à la plaque étant nulle par rapport à la cathode, le courant indiqué par M et la tension indiquée par V sont nuls. Si l'on tourne lentement le curseur, de l'extrémité négative vers l'extrémité positive, une tension croissante sera appliquée à la plaque, indiquée par le voltmètre V, tandis que M indiquera un courant de plus en plus intense.

A partir d'une certaine tension, dite tension de saturation, on constatera toutefois que le courant n'augmente plus : ce courant se nomme courant de saturation.

En relevant diverses tensions et les courants correspondants, on pourra construire une courbe. Celle-ci aura l'allure de celle de la figure 10 sur laquelle e_{sat} et I_{sat} sont la tension et le courant de saturation respectivement.

On remarquera aussi que la partie montante de la courbe caractéristique de la diode, n'est pas droite, prouvant ainsi que le courant de diode n'est pas proportionnel à la tension entre anode et cathode.

La partie AB est toutefois proche d'une droite. C'est cette partie qui est utilisée dans de nombreuses applications.

La résistance interne R_i de la diode peut être définie comme le rapport :

$$R_i = \frac{\Delta\, e_p}{\Delta\, i_p}$$

Considérons deux points rapprochés x et y placés sur la partie AB de la courbe, presque rectiligne.

Les ordonnées de y et x présentent une différence $\Delta\, i_p$ et les abscisses correspondantes, une différence $\Delta\, e_p$. Si l'on

possède la courbe de la diode on peut relever les deux et calculer la résistance interne.

La triode

On peut la créer en intercalant une grille entre la cathode et l'anode d'une diode.

Les caractéristiques d'une triode dépendent des dimensions de ses électrodes, de leurs emplacements et, bien entendu, des tensions appliquées au montage d'utilisation.

A la figure 11, on donne un montage de mesures permettant de s'initier au fonctionnement d'une triode. On y trouve deux batteries, trois instruments de mesure, convenablement connectés à la lampe à étudier.

En prenant le potentiel de la cathode K comme origine des tensions, donc $e_k = 0$, on fera varier la tension négative de la grille G et celle positive de la plaque (ou anode) à l'aide des potentiomètres.

Les mesures se font en déterminant deux des trois grandeurs suivantes :

i_p = courant de plaque
e_p = tension de plaque
e_g = tension de grille,
l'une en fonction de l'autre, la troisième restant ou étant maintenue constante.

On pourra ainsi construire trois sortes de courbes. Pratiquement, on établit seulement les deux sortes de courbes suivantes :

1° Courbe i_p en fonction de e_g, e_p étant constante.
2° Courbe i_p en fonction de e_p, e_g étant constante.

Courbes i_p en fonction de e_g

1° On place P_2 sur une position fixe pour laquelle e_p prend une valeur que l'on lit sur V_2. On note cette valeur.

2° On tourne P_1 à fond vers la cathode. V_1 indique alors zéro, donc $e_g = 0$. On retouche P_2 pour obtenir la valeur notée de e_p. On lit i_p sur M et on note cette valeur. On procède

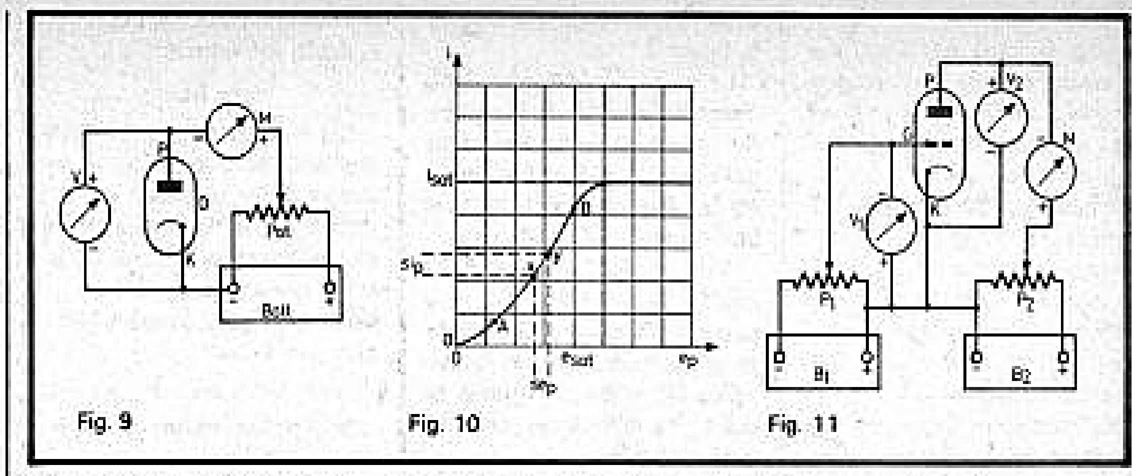


Fig. 9 Fig. 10 Fig. 11

comme en 1° et 2° pour différentes positions de P_1 correspondant à différentes valeurs de e_g, ce qui permettra de connaître les valeurs correspondantes de i_p.

4° Avec les valeurs numériques de e_g et i_p on peut construire une courbe comme celle de la figure 12 (courbe A).

Cette courbe A a été établie d'après les données de la mesure indiquées par le tableau II ci-après.

TABLEAU II

e_p constante	e_g	i_p
100 V	0 V	8 mA
100 V	– 0,3 V	6 mA
100 V	– 0,6 V	4 mA
100 V	– 1 V	2 mA
100 V	– 3 V	0 mA

De la même manière, on construira les courbes B et C correspondant à e_p = 150 V et e_p = 200 V.

Un ensemble de courbes de ce genre se nomme famille de courbes. Le présent ensemble est la famille de courbes i_p / e_g avec e_p constant. Cette tension est égale à 100, 150 ou 200 V selon la courbe.

Les trois caractéristiques d'une triode

On les nomme aussi « paramètres ». Ce sont :

μ = coefficient d'amplification
R_i ou Q = résistance interne
S = pente,
et se définissant comme suit :

$$u = \frac{d\,e_p}{d\,e_g} \; (i_p = \text{constante})$$

$$r_i = \frac{d\,e_p}{d\,i_p} \; (e_g = \text{constante})$$

$$S = \frac{d\,i_p}{d\,e_g} \; (e_p = \text{constante})$$

Le signe d placé devant la grandeur e_p, e_g, i_p signifie qu'il s'agit d'une variation infiniment petite de cette grandeur.

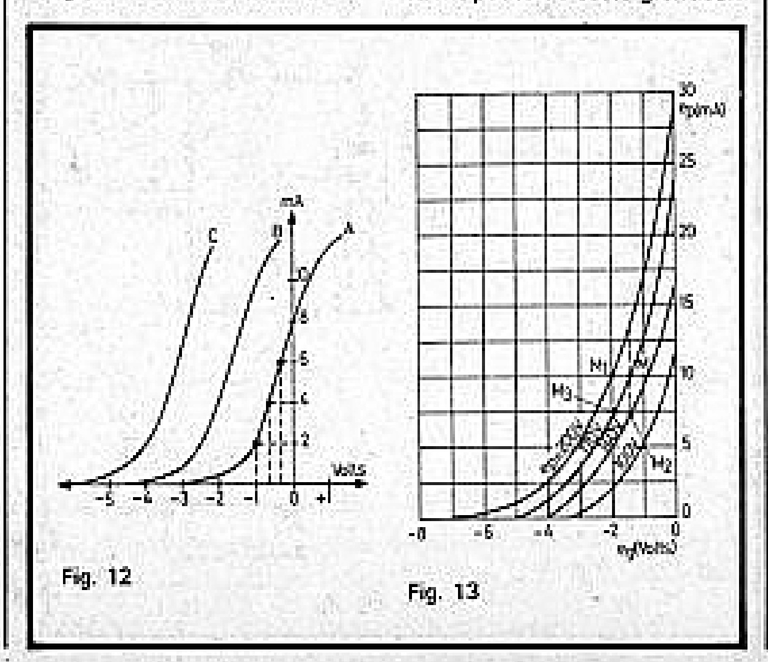


Fig. 12 Fig. 13

Les expressions d e_p, etc. sont des différentielles.

Le coefficient d'amplification μ se définit de la manière suivante : il est le rapport d'une variation infiniment petite de e_p à la variation infiniment petite de e_g, le courant i_p étant maintenu constant.

Les deux autres paramètres se définissent de la même manière.

On peut déterminer pratiquement μ, R_i et S de deux manières : par des mesures effectuées avec le montage de la figure 11 ; par la méthode graphique en utilisant une famille de courbes comme celle de la figure 12 qui, bien entendu, a été elle-même obtenue par des mesures de ce genre.

A la figure 13 on montre une famille de courbes i_p / e_g. Les quatre courbes correspondent à e_p = 200, 170, 140 et 100 V.

Pour calculer les paramètres μ, R_i et S qui caractérisent une triode, on choisit un point de fonctionnement M et d'autres points voisins M_1, M_2, M_3.

On relève les différences entre les valeurs des abscisses e_g, des ordonnées i_p et des paramètres des courbes e_p.

Les différences sont désignées par Δ ; par exemple, Δe_g est la différence des valeurs de e_g correspondant aux points M et M_1.

Le coefficient d'amplification μ, la pente S et la résistance interne R_i sont alors déterminées en prenant des différences Δ suffisamment petites pour qu'elles puissent se confondre avec les différentielles d des formules données plus haut.

Avec les valeurs numériques correspondant aux courbes de

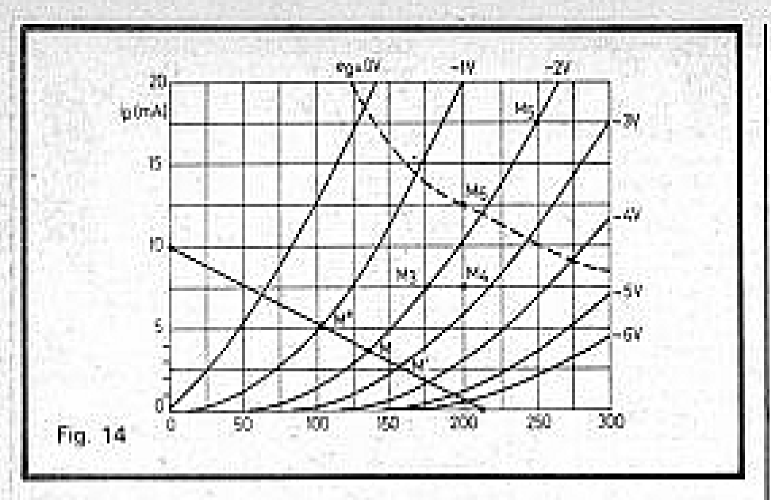


Fig. 14

la figure 13, on obtiendra les caractéristiques suivantes :

$\mu = 30$

$R_i = 1000\ \Omega$

$S = 5$ mA/V

On remarquera que l'on a approximativement :

$$\mu = S\ R_i$$

en évaluant S en A/V.

Dans le cas de notre exemple, on a :

$\mu = 0{,}005\ .\ 10\ 000 = 50$

En pratique, si les différences Δ sont suffisamment petites, on peut déterminer deux paramètres et calculer le troisième à l'aide de la formule $\mu = SR_i$, qui peut s'écrire, selon les besoins :

$S = \mu / R_i$

$R_i = \mu / S$

Courbes i_p / e_p

La figure 14 montre la famille de courbes i_p / e_p, c'est-à-dire le courant de plaque en fonction de la tension plaque, chaque courbe correspondant à une tension constante de la grille.

Avec cette famille de courbes, absolument équivalente à la précédente, on peut déterminer de la même manière les trois différences Δ et, ensuite, les trois paramètres, en partant du même point de fonctionnement M qui a été indiqué sur la figure. La vérification donne des valeurs numériques voisines de celles obtenues à l'aide des courbes de la figure précédente. On notera que, pour chaque point de fonctionnement, les valeurs des trois paramètres sont différentes, celle de μ variant généralement moins que celles de R_i et de S.

La courbe en pointillé limite la zone supérieure, dite zone interdite. Dans cette zone, il ne faut pas choisir un point de fonctionnement, car la triode fonctionnerait dans des conditions de surcharge. Ces conditions s'expriment par la puissance déterminée par le courant d'anode :

$$P = i_p\ e_p$$

Pour le point M_5 par exemple, $i_p = 17{,}5$ mA et $e_p = 250$ V, ce qui donne une puissance $P = 4{,}4$ W, puissance supérieure à celle de 2,5 W admissible pour la triode considérée. La courbe en pointillés représente justement la puissance de 2,5 W limite. Ainsi, le point M_6 correspond à 200 V et 12,5 mA, c'est-à-dire à $P = 2{,}5$ W.

Mesure des paramètres

Plus précises sont les valeurs de μ, R_i et S, déterminées par les mesures, effectuées à l'aide du montage de la figure 11 qui a servi à la construction des courbes.

Ainsi pour le point M (fig. 13), on règlera les potentiomètres pour obtenir les valeurs correspondantes de e_g, e_p et i_p. On passera ensuite à deux valeurs voisines, la troisième restant constante conformément aux définitions des paramètres. D'après les lectures sur les instruments de mesure, on déterminera les différences, puis les paramètres.

On terminera l'étude des lampes et on abordera celle des tubes cathodiques dans le prochain ABC de l'électronique.

F. JUSTER

TEMPORISATEUR

DIGITAL

0,1 à 100 s



CE boîtier assure la mise en marche temporisée, de 0,1 à 99,9 secondes, d'une charge électrique allant jusqu'à 220 V x 10 A. Le bouton poussoir, visible sur la photo, sert de virgule, en même temps qu'il lance la temporisation. Un commutateur permet de court-circuiter le temporisateur et assure l'allumage de la charge à volonté. Le bouton-poussoir peut rester appuyé un temps quelconque et avoir des rebondissements. Cela n'influence pas le fonctionnement, même sur les très faibles temporisations, à 0,1 ou 0,2 sec, où le doigt reste en action plus longtemps que la temporisation elle-même. Il utilise un « 555 » et un réseau de résistances en décades.

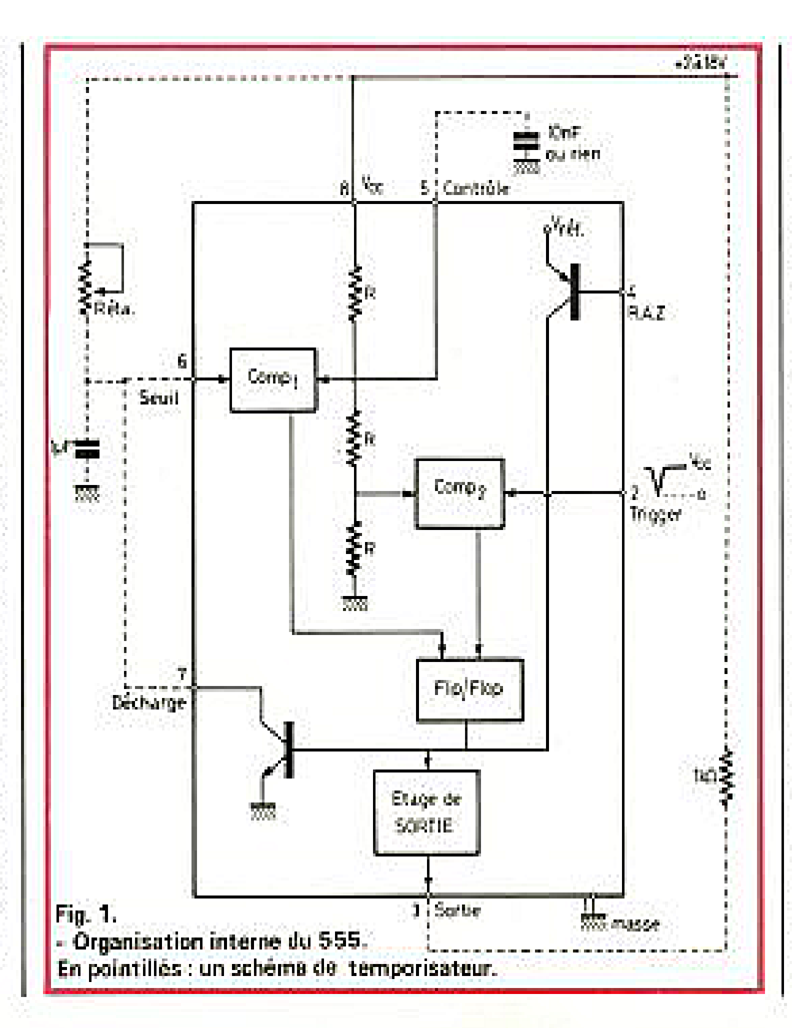


Fig. 1. - Organisation interne du 555. En pointillés : un schéma de temporisateur.

Principe

Le fonctionnement du dispositif repose sur un temporisateur en circuit intégré très populaire, le « 555 ». (Exemple : TDA 555 chez Siemens ; SN555 chez Texas, etc.).

Ce circuit, par une organisation interne très astucieuse, produit des oscillations et des temporisations très stables, dont une double comparaison de tensions à 1/3 V_{CC} et 2/3 V_{CC} et une logique de remise à zéro seraient les principaux responsables.

Comme le montre la figure 1, on dispose principalement d'une chaîne de trois résistances égales, qui constituent deux points flottants avec la tension d'alimentation V_{cc}, à 1/3 et à 2/3 de sa valeur ; de deux comparateurs qui attaquent une bascule bistable dont l'une des sorties actionne un transistor qui décharge le condensateur de temporisation qui se trouve

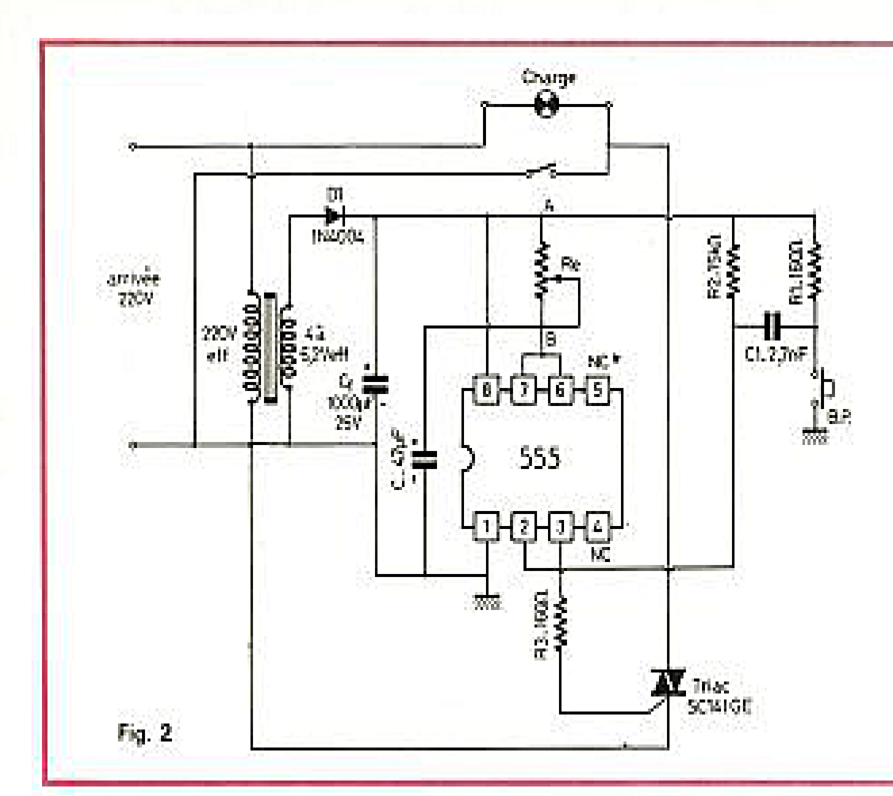


Fig. 2

Liste des composants

D_1 : 1N4004 (20 V/ 1A).
C_1 : 1 000 µF/ 25 V.
C : 47 µF (plusieurs exemplaires en parallèle).
C_1 : 2,7 nF.
R_1 : 160 Ω.
R_2 : 15 kΩ.
R_3 : 160 Ω.
Triac : SC141GE (ou autre) 400 V/ 10 A.
R_e : 10 x 1 MΩ 1/4 W 5 %.
10 x 100 kΩ 1/4 W 5 %.
10 x 10 kΩ 1/4 W 5 %.
– 3 commutateurs rotatifs 10 positions Polytronik.
Transfo : 220 V eff. primaire; 4 à 6,2 V eff. secondaire.
C.I. : 555 Signetics, TDA 555 Siemens, etc.

normalement « accroché » à la borne 7. Une remise à zéro externe permet d'actionner le même transistor.

Avec cette configuration, on peut construire des circuits monostables ou astables en mille et une variantes.

Retenons des caractéristiques techniques deux paramètres : la dérive en température de la temporisation est comprise entre 100 et 150 ppm/°C et la dérive due aux variations de tension d'alimentation de $5 \cdot 10^{-5}$ à 10^{-4}/V. La tension de seuil est située à 2/3 V_{CC}. Celle de démarrage ou « trigger » à 1/3 V_{CC}. C'est en laissant cette dernière en dessous du 1/3 V_{CC} qu'on démarre, généralement l'oscillation ou la temporisation. En effet, les comparateurs agissent l'un vers le blocage et la décharge du condensateur de temporisation, pour comp-1 et l'autre pour le relâchement du processus (transistor de décharge bloqué). Le premier fonctionne lorsqu'il détecte un dépassement du 2/3 V_{CC} et le second lorsque la tension devient inférieure à 1/3, par le processus oscillant ou par la volonté de l'utilisateur.

Deux problèmes se posent :

– Premièrement, les rebondissements du bouton-poussoir de lancement de la temporisation ne doivent pas influencer le fonctionnement. Comptetenu de la durée normale des rebondissements du plus mauvais bouton-poussoir existant, qui avoisinent les 30 ms, et vu la temporisation minimale de 100 ms qu'assure le montage, nous échappons à un malheur qui consisterait à l'amorçage d'un deuxième cycle de temporisation possible dû au bouton-poussoir.

Nous avons opté pour la méthode la plus classique de démarrage de la temporisation, par la borne « 2 ». Trigger, recevant une impulsion négative.

En deuxième lieu, la durée relativement importante de la temporisation maximale de 100 sec demande un courant d'entrée du montage, sur la borne « seuil », infinitésimal. Il est de l'ordre de 100 à 250 nA. Comme nous avons opté pour la décharge par le transistor interne, du condensateur, le courant de fuite de celui-ci viendrait s'ajouter à ce courant, ce qui nous mènerait, pour un transistor-silicium supposé de qualité, à environ le double, 500 nA de courant de



Photo 1

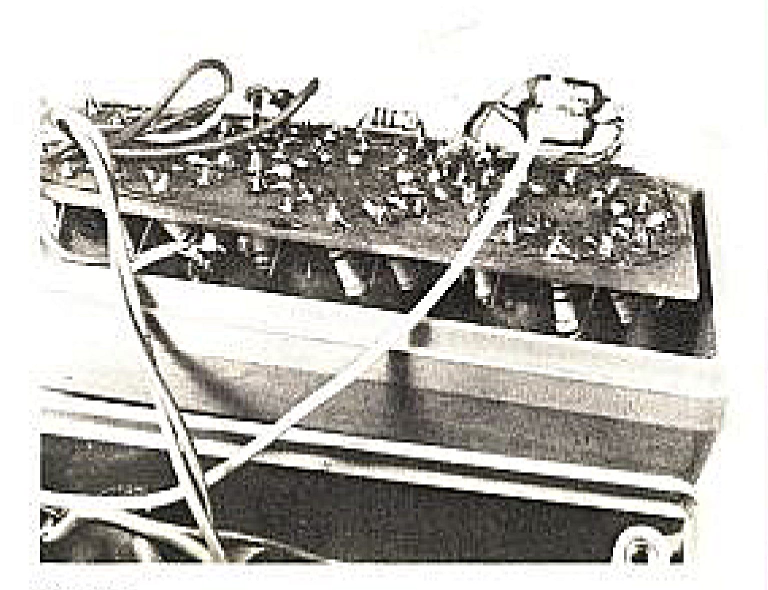


Photo 2

fuite, tendant à décharger le condensateur de temporisation. En conséquence, nous avons du recourir à des condensateurs de valeur importante, plusieurs condensateurs de qualité en parallèle, nonpolarisés et d'une tension de claquage d'environ 60 V, alors que le montage ne fonctionne que pour une tension maximale de 18 V, pour assurer la temporisation nécessaire.

Description

La figure 2 montre le schéma d'ensemble. Le CI-555 est alimenté par une alimentation non régulée, rudimentaire, constituée d'un transformateur pouvant fournir de 4 à 6,2 V efficaces au secondaire et d'un redressement primitif monoalternance à filtre à capacité en tête.

La tension d'alimentation fluctue en conséquence de 6 à 9 V, mais cela n'a aucune importance.

La consommation de l'ensemble est inférieure à 7 mA, quand le bouton-poussoir n'est pas appuyé et avoisine 85 mA lorsqu'il est maintenu appuyé. Il sert à la fabrication d'une impulsion négative brève. Le premier front négatif démarre la temporisation et il ne faut pas s'étonner, sur les temporisations rapides, si les choses sont terminées alors qu'on n'a pas fini d'appuyer sur le bouton.

Cette impulsion négative débloque le transistor de décharge et C commence à se charger, avec une constante de temps d'environ :

$$\tau = C\,R_e$$

Cette relation n'est pas valable pour des positions faisant intervenir plusieurs MΩ dans R_e, à cause d'un vague courant de fuite qui modifie quelque peu le fonctionnement parfaitement étalonné de l'ensemble.

La borne 5 du « timer » peut servir à l'ajustage du coefficient résistance R_e-Temps, à la sortie. Il suffit pour cela de le diriger à travers une résistance de 5,6 kΩ sur le curseur d'un potentiomètre de 10 kΩ ayant ses extrémités placées entre + V_{CC} et la masse. Nous avons préféré ajuster la valeur du condensateur C.

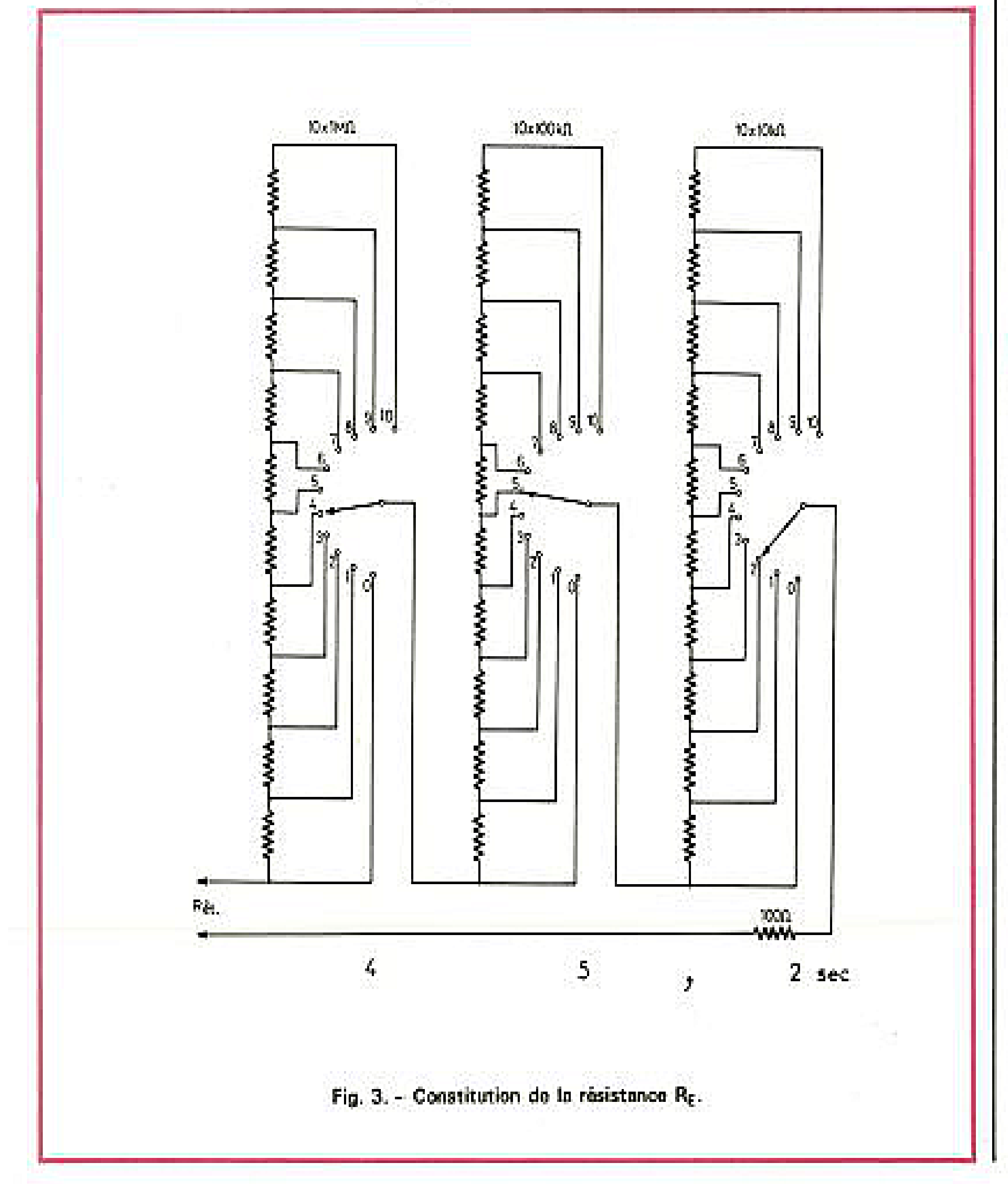


Fig. 3. – Constitution de la résistance R_E.

Comme le montrent les photos il y a une « grappe » de condensateurs qui assurent la parfaite synchronisation entre les indications en fractions de seconde des cadrans Polytronik de la face avant et la temporisation effective.

Le triac est alimenté à travers la résistance R_3 pour lui éviter le désagrément des quelques 300 mA que pouvait lui envoyer le 555 dans la gachette.

La résistance R_7 a une structure un peu particulière. Il ne se produit aucune commutation parasite lors du passage d'un plot à l'autre. La figure 3 est une digne réponse de résistance variable à souhait pour vos mises au point en laboratoire, les valeurs inscrites sur les cadrans des boutons coïncident avec la valeur de l'ensemble en dizaines de kilo-ohms. Elle fait réponse à une variante de résistance étalon variable selon un code BCD parue très récemment dans la presse amateur.

Réalisation

Plusieurs photos tendent à prouver qu'il y a mieux en matière de câblage. Pourtant l'ensemble tient dans un boîtier « BME » de la taille d'une boîte Teko-modèle P/2.

Le circuit imprimé de la figure 4 est muni de trous supplémentaires. Ainsi sur la voie de retour de la résistance R_e (le point qui n'est pas à V_{CC}) on distingue deux trous très rapprochés destinés à recevoir la petite résistance de butée de 100 Ω que nous voyons sur le dessin de la figure 3. Dans ce cas il faut couper le trait entre ces deux trous, avant d'y introduire la résistance, en position debout. Même si en théorie elle avait une certaine utilité, en pratique, nous nous passons de cette résistance depuis plus de 3 ans que l'appareil fonctionne dans notre laboratoire. A 00,0 sec, R_e est court-circuitée à la tension + V_{CC}. Cela ne produit aucun désagrément visible.

D'autres trous étaient prévus pour recevoir une diode zener ou une résistance de dissipation pour une alimentation par le secteur. Nous avons préféré la version à transformateur finalement, car la résistance de dissipation qui devait être montée à la place de D_1 et celle-ci à la place du strap vers le + 5 V, chauffait un peut trop pour le boîtier tout petit que nous utilisions.

Très remarquable est le placement debout de toutes les résistances de temporisation, dont on voit le détail sur l'une des photos. Cela économise de la place car les commutateurs rotatifs sont relativement encombrants.

L'ensemble tient sur la face avant par les écrous de ces commutateurs, prévus d'ailleurs pour être montés sur circuit imprimé, ce qui est remarquable.

Mise au point et réglages

Si tout a été bien monté, un coup de bouton-poussoir produira l'allumage du triac durant un temps voisin des indications des cadrans. Sinon, reglez C, en additionnant on soustrait des valeurs en parallèle, c'est le plus pratique.

La principale qualité du circuit est un prix de revient qui défie toute concurrence. Les circuits digitaux sont de loin plus précis. Mais, comment régler le temps de pose à la valeur voulue en une fraction de seconde ?

Par des roues codeuses ? Par un défilement de chiffres sur des pavés 7 segments ? ... Toutes ces variantes mènent au double, sinon triple du prix actuel.

A. DOK

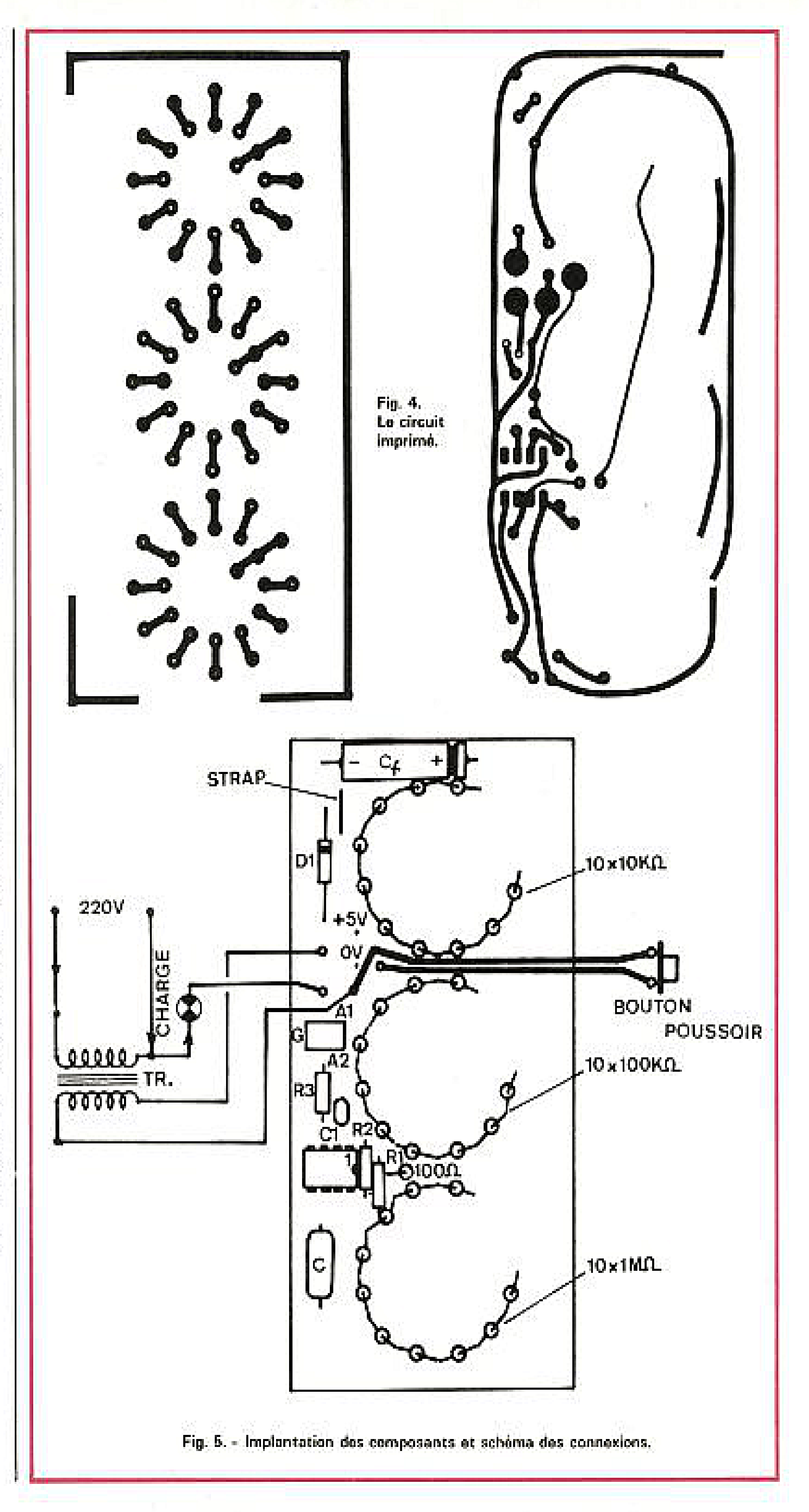
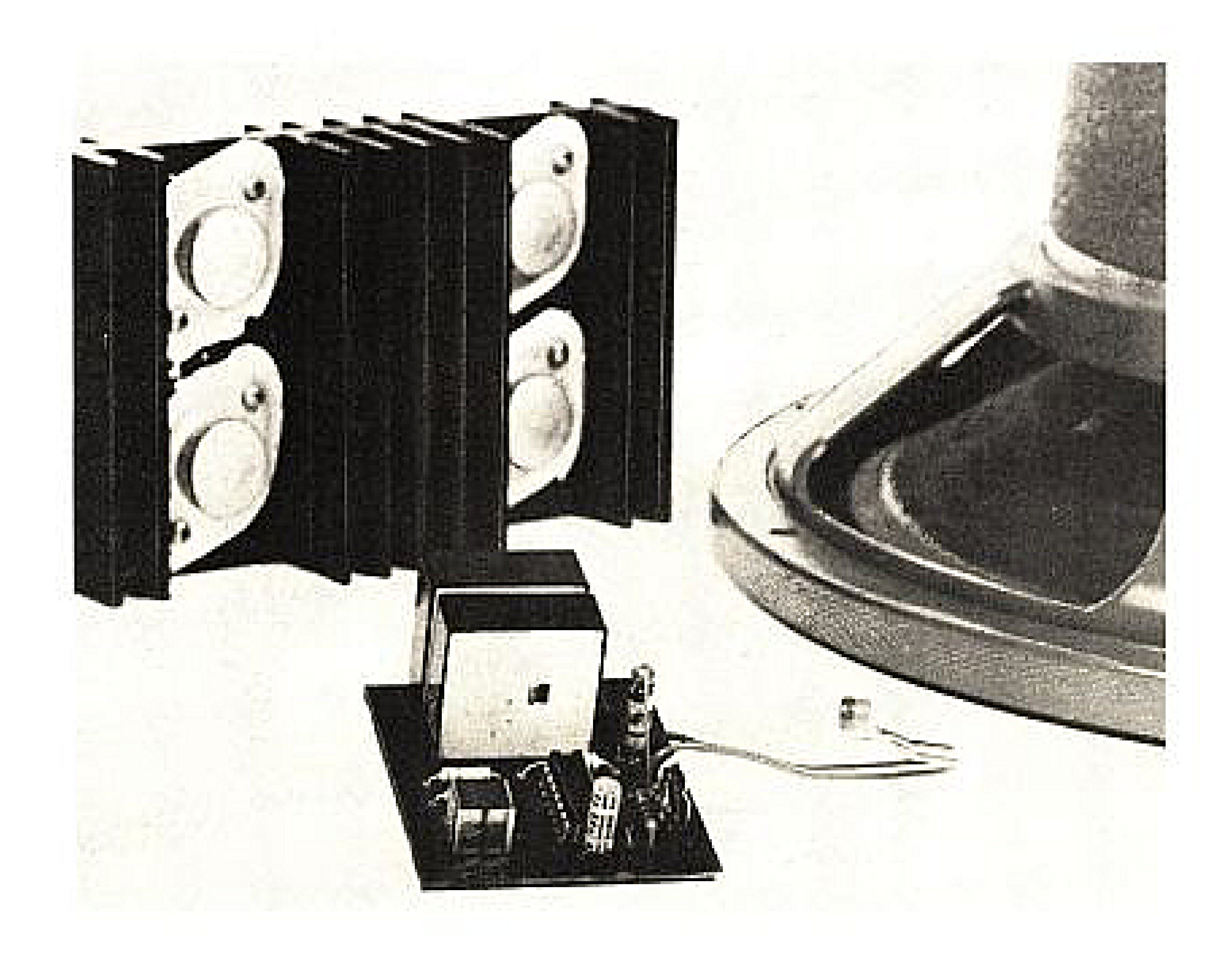


Fig. 4. Le circuit imprimé.

Fig. 5. - Implantation des composants et schéma des connexions.



CIRCUIT DE PROTECTION POUR ENCEINTES ACOUSTIQUES

LA protection électronique limite les effets d'une surcharge appliquée à l'intérieur de l'amplificateur. Les circuits limiteurs de courant empêchent la valeur de ce dernier d'atteindre des valeurs destructrices. Ces circuits protègent efficacement les transistors, ils détectent le courant d'émetteur ou de collecteur et le comparent à une référence.

Les amplificateurs qui disposent d'une double alimentation, pôles positif et négatif, peuvent avoir leur sortie directement reliée aux enceintes acoustiques. Malgré les circuits de protection, il pourra fort bien y avoir un courant continu en sortie, courant continu qui risque de passer dans les haut-parleurs et de les détruire. Les circuits de protection électronique peuvent être mis en défaut par la défection d'un composant. La destruction d'une paire d'enceintes acoustiques se chiffre par au moins un millier de francs. Si l'enceinte acoustique utilisée est un modèle à bon marché, on préférera une protection par fusible.

Le circuit que nous proposons ici joue un double rôle. Il permet de parer aux défections des deux amplificateurs, que l'incident se produise par une tension positive ou négative. Le circuit coupe la ligne alimentant les enceintes. Son entrée reste en liaison avec la sortie de l'amplificateur pour remettre le tout automatiquement en circuit lorsque le défaut aura disparu.

Le second rôle de ce montage est d'éviter de faire passer dans les enceintes le signal (aux effets désagréables) résultant de la mise sous tension de l'amplificateur. C'est un rôle de temporisateur. La tension est établie au bout de quelques secondes. A chaque arrêt, le système est remis à son état initial pour rejouer ce rôle de temporisateur. La coupure s'effectue sans retard alors que le contact est établi rapidement.

Outre ce contact, nous avons installé une indication de l'état du circuit ; un voyant vert s'allume lorsque tout va bien.

Ce type de circuit est utilisé sur des amplificateurs HiFi, il est réalisé avec des compo-

sants discrets. Nous avons, à partir d'un circuit intégré, réalisé une version moderne de ces circuits.

Le discriminateur à fenêtre

Une appellation assez fantaisiste issue de la désignation Window Discriminator utilisée Outre-Manche et Atlantique.

Cette appellation est simple à comprendre. Le discriminateur à fenêtre est un double discriminateur à seuil. Il détecte si une tension est supérieure à une référence, inférieure à cette référence ou comprise entre les deux références. La fenêtre, c'est l'écart de tension compris entre les deux références.

Le circuit intégré utilisé est un TCA 965 de Siemens, circuit dont nous avions proposé une application avec un indicateur de niveau de crête pour magnétophone (voir le Haut-Parleur n° 1579, p. 296). Dans ce cas, la fenêtre était comprise entre 0 et – 3 dB, une lampe rouge s'allumait pour dire que l'on risquait une saturation, la lampe jaune disait que l'on approchait de la saturation alors que la verte annonçait que tout allait bien.

Cette fois, nous jugerons que la tension continue présente à la sortie des amplificateurs est bien située à l'intérieur de la fenêtre et que par conséquent cette tension est très faible et ne fait pas courir de risque à un haut-parleur.

La figure 1 donne le schéma synoptique du TCA 965. Deux comparateurs à l'entrée. Ce sont eux qui décideront si la tension est bien située par rapport à la référence. L'entrée se fait sur la borne 8, des triggers décident par la sortie d'un signal tout ou rien si l'entrée est dans tel ou tel état. Une série de fonctions logiques permet de délivrer des signaux sous une intensité de 50 mA. Des entrées d'inhibition permettent de couper les signaux de sortie, cette fonction pourra être associée à d'autres circuits d'automatisme. On pourra aussi, grâce à une capacité, assurer une intégration destinée à éliminer un fonctionnement erratique en présence de parasites (condensateurs à la masse sur les bornes 4 ou 12). La porte NOR assure la synthèse des informations des deux triggers et annonce que le signal est dans ou en dehors de la fenêtre. Sur les sorties 13 et 3 nous disposerons de deux informations complémentaires.

Deux possibilités de fonctionnement sont offertes. La première consiste à fixer les deux tensions de référence et de faire entrer le signal sur la borne 8.

La largeur de la fenêtre sera alors fixée par la différence de tension entre les bornes 6 et 7. Dans ce cas là, la borne qui permet de régler la largeur de la fenêtre sera mise à la masse.

Nous utilisons un second mode de fonctionnement. Les deux bornes de tension de référence servent de bornes d'entrée ; la tension de référence, celle correspondant au milieu de la fenêtre, est appliquée sur la borne 8 et on ajuste la largeur de la fenêtre en appliquant une tension sur 9. Les comparateurs fonctionnent dans un sens comme dans l'autre, la tension de référence et celle de commande peuvent être permutées.

La figure 2 donne le diagramme de fonctionnement que nous obtenons. Nous ne tenons pas compte des informations disponibles sur les bornes 2 et 14. Seul le fait d'être à l'intérieur ou à l'extérieur de la fenêtre nous intéresse.

Application à la protection des enceintes

Dans notre cas, nous avons à détecter une tension continue. Les sorties des amplificateurs seront reliées à l'entrée du discriminateur. Pour éliminer la composante alternative, on installe un circuit intégrateur dont la constante de temps sera de 0,3 seconde environ. Une forte tension alternative, à très basse fréquence appliquée à l'entrée de l'amplificateur, pourra déclencher la sécurité ; les enceintes seront alors protégées. Un réseau de résistances sera là pour limiter la valeur du courant d'entrée et permettre l'intégration.

Le TCA 965 A possède une référence de tension interne. Le circuit est prévu pour fonctionner à partir d'une tension unique. La tension d'entrée des comparateurs peut varier entre les deux potentiels de masse et d'alimentation. Pour détecter les tensions continues positives ou négatives, nous décalerons la tension de masse de l'amplificateur par rapport à la tension d'alimentation du discriminateur. Il faudra donc disposer d'une alimentation séparée pour l'électronique de protection. Nous utiliserons la tension de référence interne comme point relié à la masse de l'amplificateur. L'entrée de référence (borne 8) sera, elle aussi, reliée à ce point. On ajustera alors la largeur de la fenêtre de part et d'autre de ce point par une tension appliquée sur la borne 9.

Pour réaliser la fonction temporisation, nous retarderons tout simplement, par un circuit RC, l'application de la tension de référence de la borne 8.

Schéma pratique

La sortie du TCA 965 est suffisamment puissante pour alimenter directement des relais. Nous disons ici des relais car, à défaut de trouver un modèle possédant à la fois un pouvoir de coupure élevé, une consommation réduite et assez de contacts disponibles, nous avons utilisé deux relais que nous avons montés en série. Chacun de ces relais verra ses contacts reliés à la sortie de l'amplificateur et aux

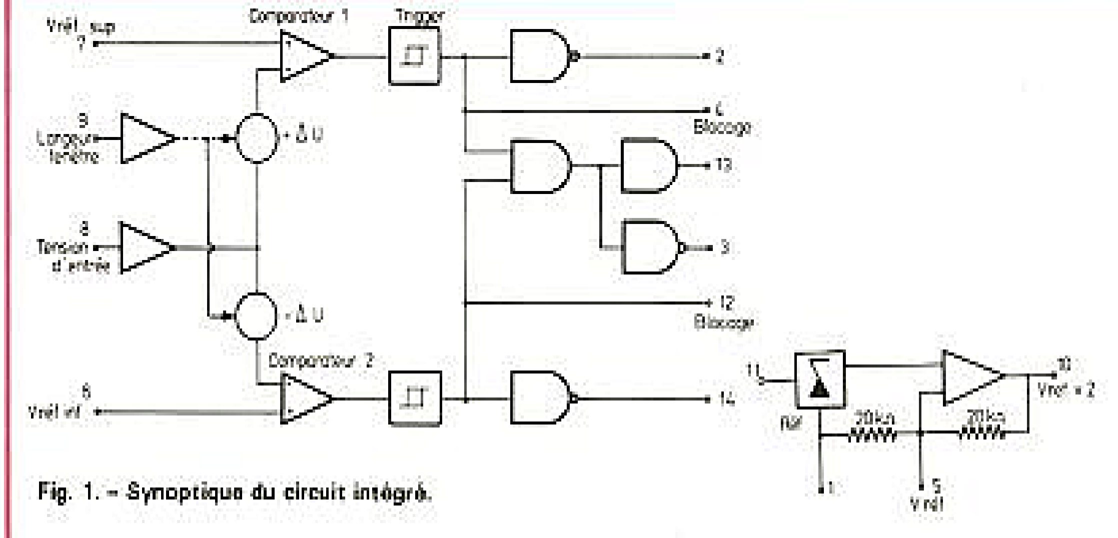


Fig. 1. – Synoptique du circuit intégré.

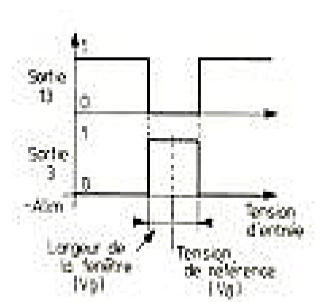


Fig. 2. – Diagramme de fonctionnement utilisé.

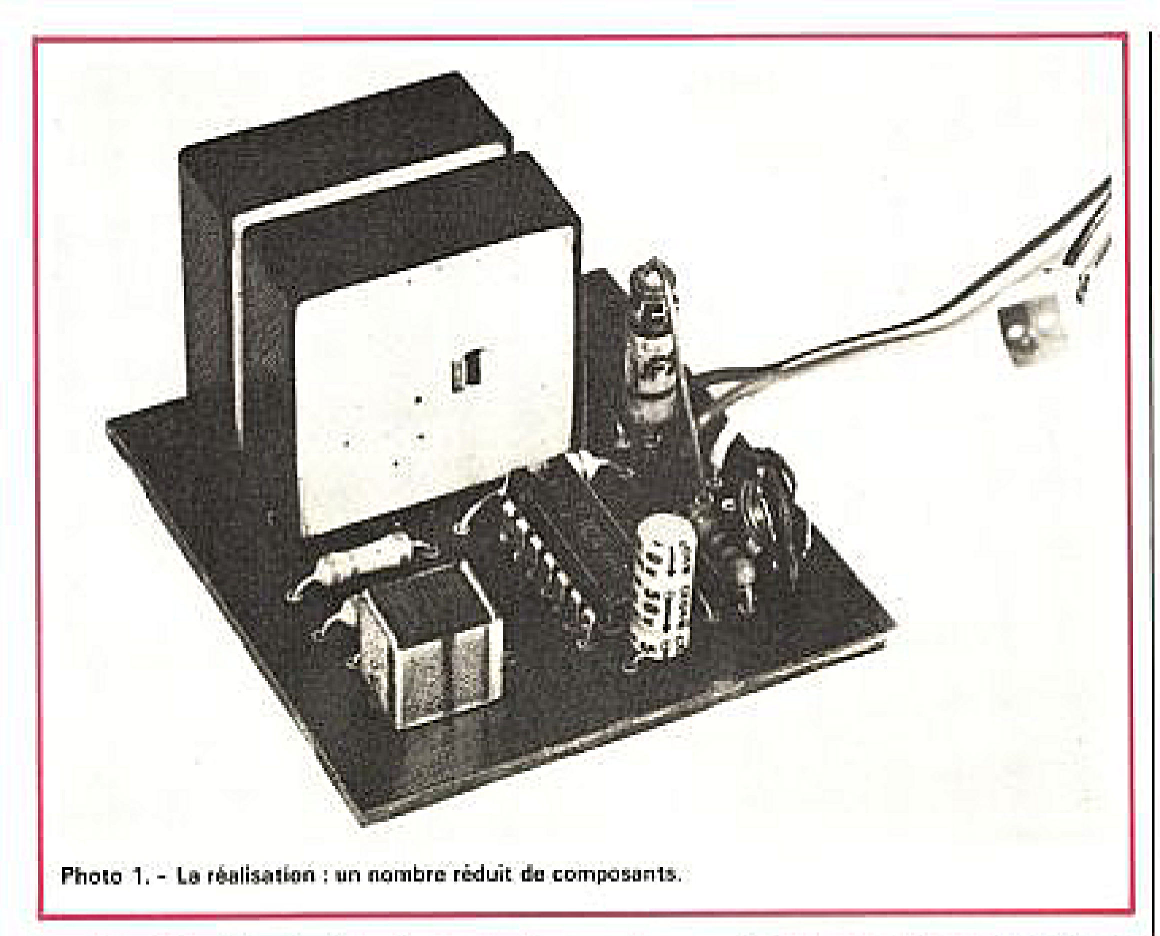


Photo 1. – La réalisation : un nombre réduit de composants.

enceintes. Une fois le relais collé, l'enceinte sera mise en relation avec l'amplificateur. En l'absence de tension secteur, nous aurons déconnecté les enceintes. Les sorties des amplificateurs arrivent sur deux résistances de valeur différente, R_1 et R_2. La différence dans les valeurs permet de détecter un défaut même si un amplificateur donne une tension positive et l'autre une négative. Le condensateur de 1 μF, C_1, assure l'intégration, le filtrage si vous préférez, des tensions alternatives. Si le déclenchement se fait avec des tensions de fréquence basse, on aura toujours le recours d'augmenter sa valeur. Ne pas oublier que, comme les tensions peuvent être négatives ou positives le condensateur doit être un modèle non polarisé (nous avons utilisé un condensateur au mylar de 100 V de tension de service).

Le point de sortie de la tension de référence est utilisé comme point de liaison avec la masse de l'amplificateur. Comme masse, il faut ici entendre le point commun de sortie des deux amplificateurs, c'est-à-dire les bornes repérées en noir. Dans le cas d'un amplificateur monté en pont, attention, les deux bornes noires peuvent ne pas être communes, il faut alors utiliser deux montages de ce type.

L'alimentation du montage doit se faire par une alimentation séparée. Une autre formule est toutefois possible. Nous l'indiquerons plus loin. Cette alimentation doit être filtrée mais le filtrage doit avoir une faible constante de temps. En effet, le relais est alimenté par cette tension, si la constante de temps est trop longue, autrement dit si le condensateur de filtrage a une valeur trop forte, il mettra un certain temps avant d'être déchargé, les enceintes ne seront pas déconnectées immédiatement après la mise hors tension de l'ampli, certains bruits de commutation peuvent alors se faire entendre. Heureusement leur faible durée fait que leurs effets sont négligeables.

Un condensateur de filtrage de 10 μF installé directement sur le circuit évite au montage d'osciller au moment de la commutation. Les oscillations se repèrent facilement, elles se traduisent par un collage pas très franc des relais, une sorte d'hésitation ; en outre, les deux diodes LED, la rouge et la verte, s'allument en même temps, impression donnée par un allumage alternatif rapide.

La temporisation à l'allumage est créée par la résistance R_3 qui charge le condensateur C_2. La constante de temps est fonction de ces deux éléments et aussi de la largeur de la fenêtre, ce qui est compréhensible. Si la fenêtre est plus étroite, la tension d'enclenchement sera proche de la tension de référence, il faudra plus longtemps pour que la tension du condensateur approche sa valeur. Si la fenêtre est large, la tension sera vite atteinte.

La diode D_1 sert à décharger le condensateur C_2 à la mise sous tension. Ce condensateur se décharge dans le relais et dans le circuit intégré, cela permet d'assurer une temporisation de longue durée à chaque arrêt.

La diode D_4 est montée en série avec les relais, les relais servent à remplacer la résistance chutrice. Cette résistance a été prévue pour la diode D_3. Les deux diodes servent d'indicatrices, la rouge s'allume au début et lors de l'intervention de la sécurité, la verte lorsque le relais est excité.

On pourra utiliser, pour remplacer ces deux diodes, une diode double qui donnera l'effet d'un voyant qui change de couleur... (lors des oscillations, on aura alors l'effet d'un voyant de couleur ambre...).

La diode, montée en parallèle et polarisée en inverse, assure la protection contre les suroscillations créant des sur-

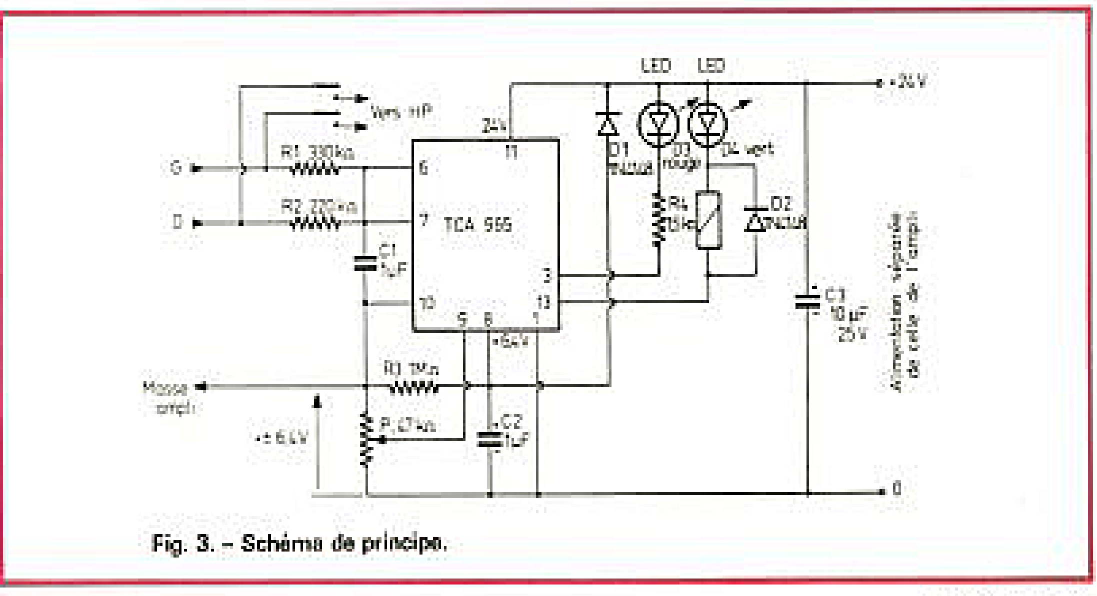


Fig. 3. – Schéma de principe.

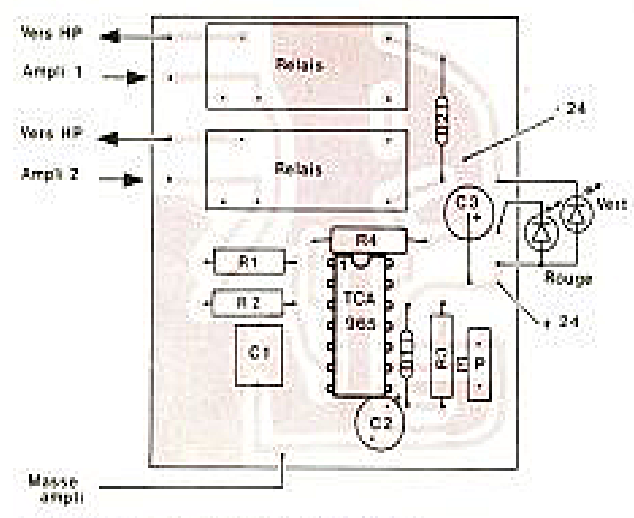
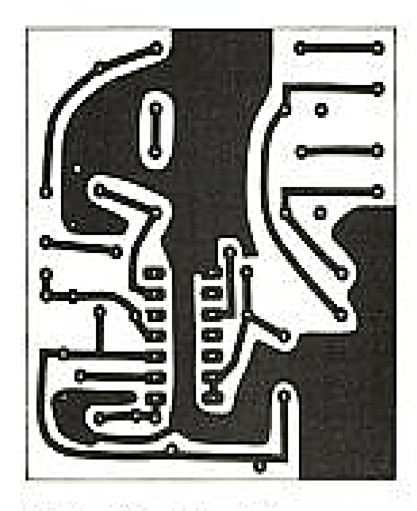



Fig. 4. – Implantation des composants.


Fig. 5. – Circuit imprimé.

tensions dangereuses pour la sortie des circuits intégrés.

Pour le choix des relais, on veillera à ce que la consommation ne dépasse pas 50 mA, sinon, il faut ajouter un transistor. Pour un bon fonctionnement, il faut que le relais colle à une tension inférieure à la tension d'alimentation. Il y a une chute dans le circuit intégré et une autre dans la diode LED. Si cette dernière ne supporte pas les 50 mA, on mettra une résistance en parallèle sur elle. La chute de tension aux bornes d'une diode verte ou jaune est de 2,4 V ; 1,6 pour les diodes rouges, informations utiles pour appliquer la loi d'Ohm.

D'autre part, la tension maximale d'utilisation du TCA 965 est de 27 V. Attention si vous utilisez une alimentation à partir d'un transformateur de 24 V.

Les bornes d'inhibition (de blocage) ne sont pas utilisées ici.

Si vous voulez aller plus loin dans la protection, vous pourrez les utiliser pour couper les enceintes si les tweeters sont en danger ou si le niveau sonore est trop fort. Pour ce faire, on devra réaliser un détecteur de niveau, avec préaccentuation de l'aigu, dans le cas d'une détection de niveau sonore, on mettra un micro attaquant un ampli et un détecteur. Dans ce dernier cas, on aura un avertissement par hâchage du signal de sortie, les relais commandant la coupure du son, donc la disparition du signal de commande...

Le blocage des sorties s'obtient en mettant 4 et 12 à la masse par l'intermédiaire d'une porte évitant la mise en parallèle des sorties des deux triggers.

Réalisation

Le circuit imprimé a été prévu pour l'utilisation de deux relais d'un modèle précis. Nous avons une mise en série des enroulements de commande des deux relais. Un autre modèle est disponible, sa tension d'alimentation est de 24 V (il enclenche au-dessous). Dans ce cas, les enroulements, au lieu d'être en série, seront en parallèle, le reste du montage étant le même. La résistance résultant de la mise en parallèle sera la même que celle créée par la mise en série de deux relais de 12 V.

Pas de problème particulier concernant cette réalisation, nous ne parlerons pas de la manière dont on réalise le circuit imprimé, nous avons pris la méthode de gravure mécanique en utilisant du XXXP ; c'est délicat, mais efficace tout de même. Le verre époxy donne un meilleur aspect. A noter la réalisation d'un plan de masse, ce plan évite certaines oscillations lors de la commutation. Nous n'avons pas prévu de trous de montage, ils dépendront de vous, pas mal de place reste disponible pour eux. Attention aux diverses masses, notre plan de masse concerne le moins de l'alimentation et non la référence du circuit allant à la masse de l'amplificateur.

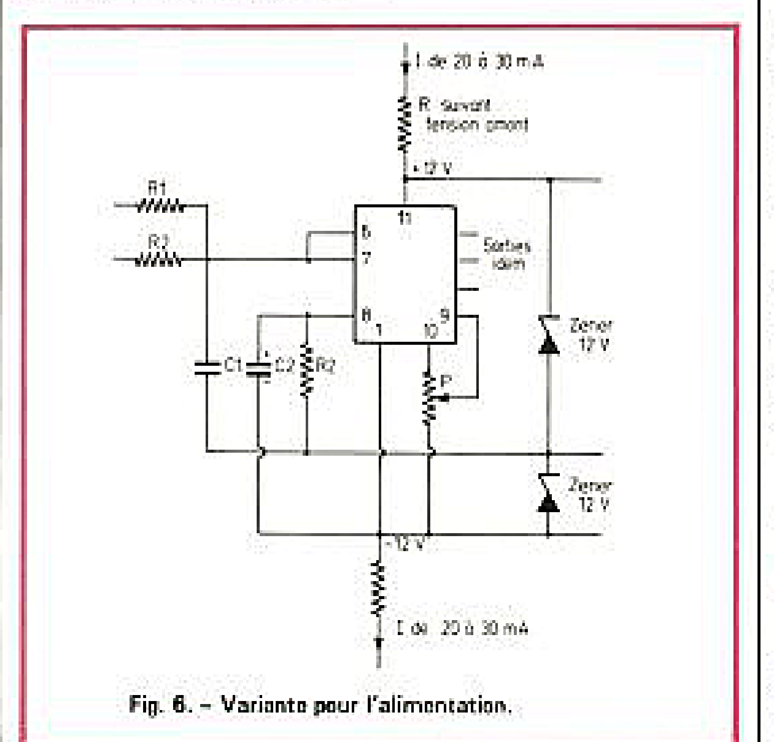


Fig. 6. – Variante pour l'alimentation.

Le seul réglage à effectuer est celui de la fenêtre. En fait, le potentiomètre doit être réglé pour une tension de l'ordre de 0,5 V par rapport au moins de l'alimentation.

La vérification du fonctionnement s'effectue en mettant, entre le + 24 V et les entrées de l'amplificateur, une résistance. Pour ces essais, l'autre entrée doit être mise au potentiel de masse de l'amplificateur c'est-à-dire au potentiel de la borne 10. Si la résistance de test est mise au pôle –, on constatera également le fonctionnement.

La diode verte s'allume quelques secondes après la mise sous tension du montage. En même temps, les relais doivent coller. Ces relais se décollent immédiatement après la coupure de la tension d'alimentation.

Il ne reste plus qu'à relier cette installation à l'amplificateur dont vous venez de terminer le projet. Si jamais vos amplificateurs lâchent, il vous restera toujours des enceintes en bon état.

Variante pour l'alimentation

Cette fois la tension est prise sur l'alimentation de l'amplificateur. Nous avons changé la référence, il s'agit du point



Photo 2. – Le circuit imprimé réalisé en gravure mécanique : méthode efficace et rapide mais la présentation n'est pas des plus soignées.

commun à l'alimentation. Deux diodes zener empêchent les excès. Les résistances seront calculées par la loi d'Ohm en tenant compte d'un courant de 20 à 30 mA. Le courant change légèrement lorsque le relais colle. Sa consommation est remplacée par celle de la diode D_3 lorsqu'il est décollé. On tiendra compte de cette variation pour limiter le courant dans les diodes zener. En fait, ces diodes seront en service lorsque D_3 sera allumée, c'est-à-dire presque jamais.

Conclusion

Nous avons évoqué ici le problème de la protection d'enceintes acoustiques. Ce type de circuit intégré peut en fait être utilisé pour beaucoup d'autres applications. C'est un élément fort intéressant pour plus d'une application industrielle.

Liste des composants

Circuit intégré TCA 965 Siemens.

Relais Siemens type carte E référence : 12 V : V 23027 - B0002 - A 101, mise en série : 24 V : V 23027 - B0006 - A 101, mise en parallèle.

La terminaison A 101 peut être remplacée par A 102.

R_1 : résistance 1/4 W 330 kΩ.

R_2 : résistance 1/4 W 220 kΩ.

R_3 : résistance 1/4 W 1 MΩ.

R_4 : résistance 1/4 W 1500 Ω.

C_1 : condensateur mylar type MKM 1 µF, 100 V.

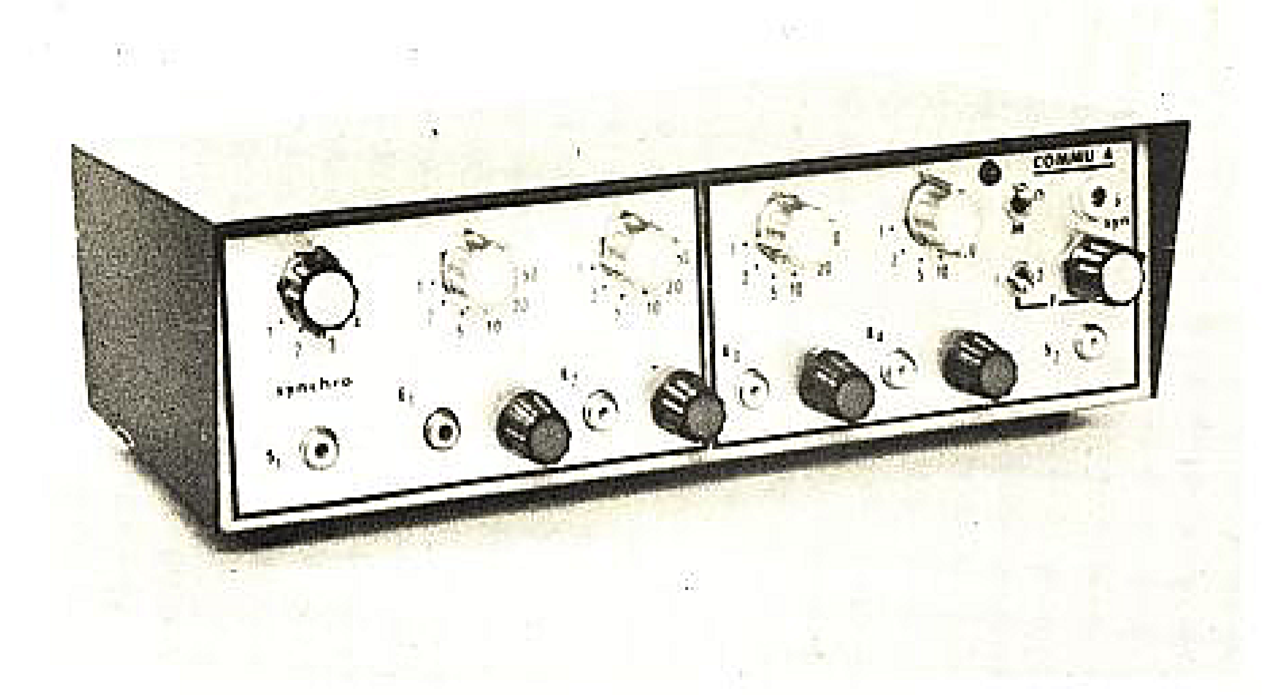
C_2 : condensateur chimique (ou tantale) 1 µF, 25 V.

C_3 : condensateur chimique (ou tantale) 10 µF, 25 V.

D_1, D_2 : diodes usage général silicium type 1N 4148 ou BA 127.

D_3, D_4 : diodes LED verte et rouge.

UN COMMUTATEUR ELECTRONIQUE



DEUX FOIS DEUX VOIES – 10 Hz à 3 MHz

(Suite voir N° 1628)

C Les circuits imprimés

De longs discours ne nous paraissent guère s'imposer ici. Nous nous contenterons donc d'indiquer, ci-dessous, la liste des figures concernant cette partie de la description. Indiquons toutefois qu'il est commode, pour le câblage final, d'équiper les différentes entrées et sorties avec des cosses de câblage.

– figure 18 : alimentation, côté cuivre.
– figure 19 : alimentation, côté « composants ».
– figure 20 : photographie de l'alimentation.
– figure 21 : préamplis pour 2 voies, côté cuivre. Ce circuit sera reproduit en deux exemplaires, si on construit le commutateur à quatre voies.
– figure 22 : préamplis, côté « composants ».
– figure 23 : photographie des préamplis.
– figure 24 : générateur de découpage, côté cuivre.
– figure 25 : générateur de découpage, côté « composants ».
– figure 26 : photographie du générateur de découpage.
– figure 27 : amplificateur de synchronisation, côté cuivre.
– figure 28 : amplificateur de synchronisation, côté « composants ».
– figure 29 : photographie de

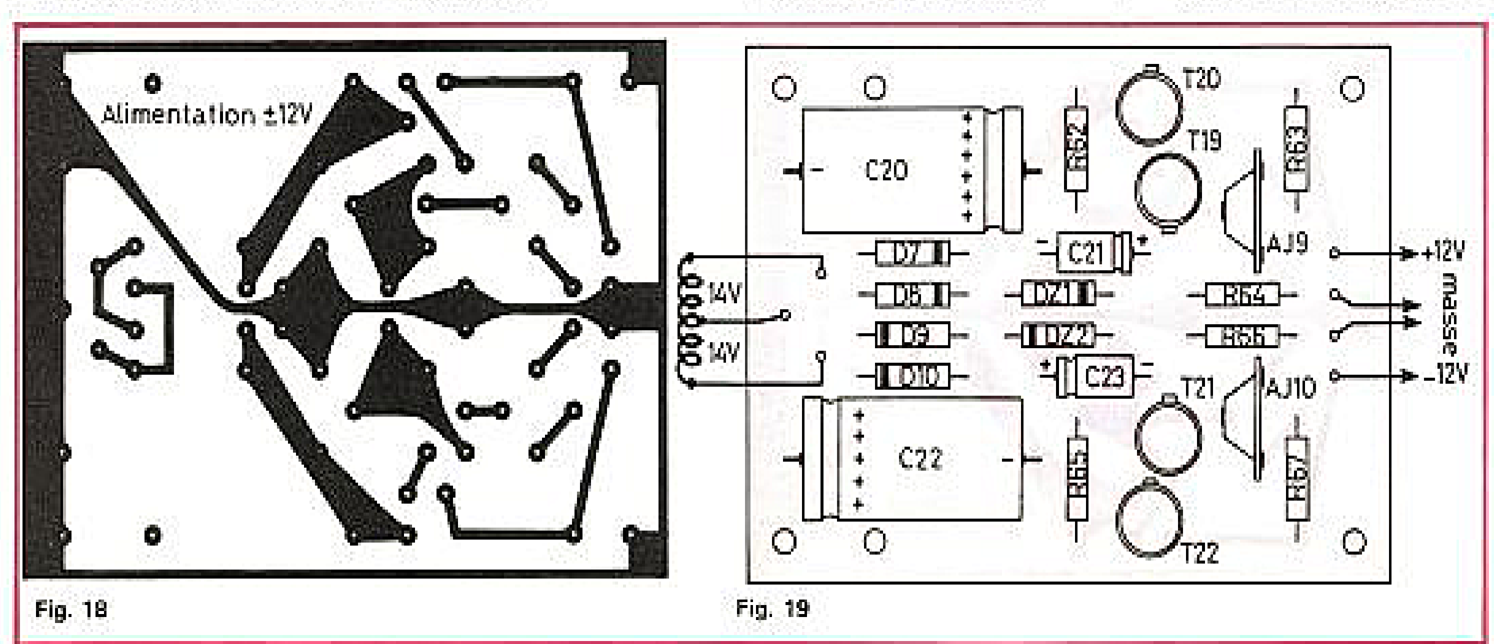


Fig. 18

Fig. 19

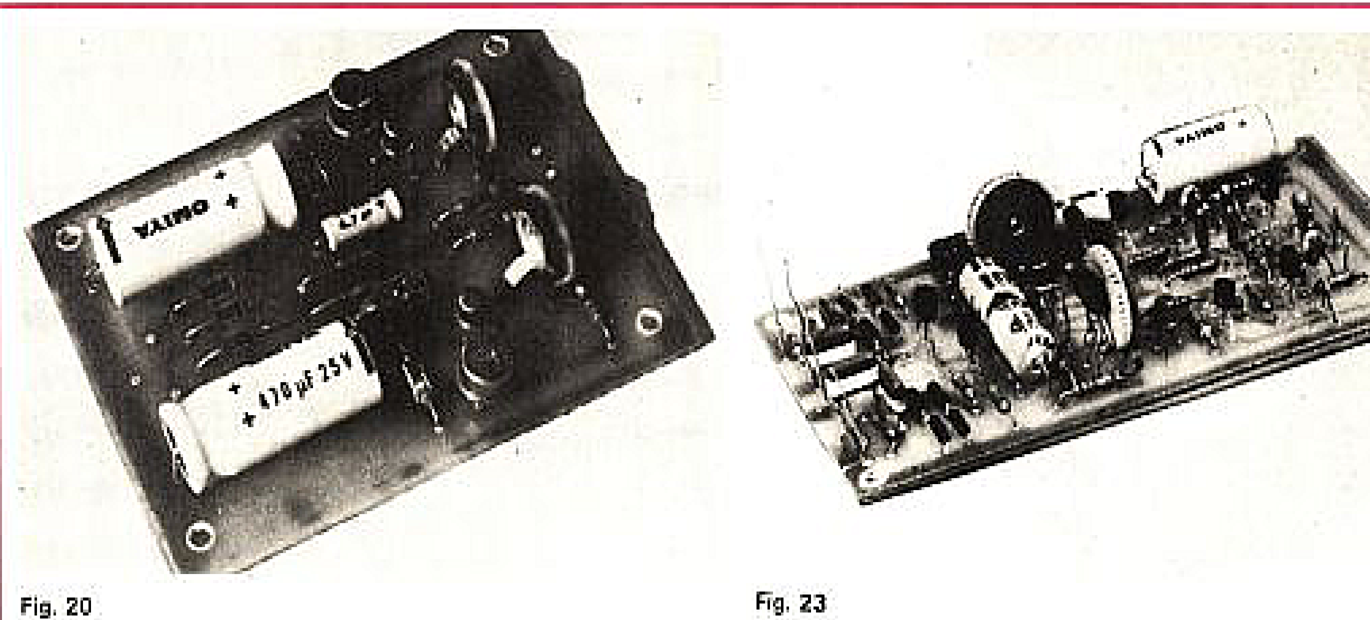


Fig. 20

Fig. 23

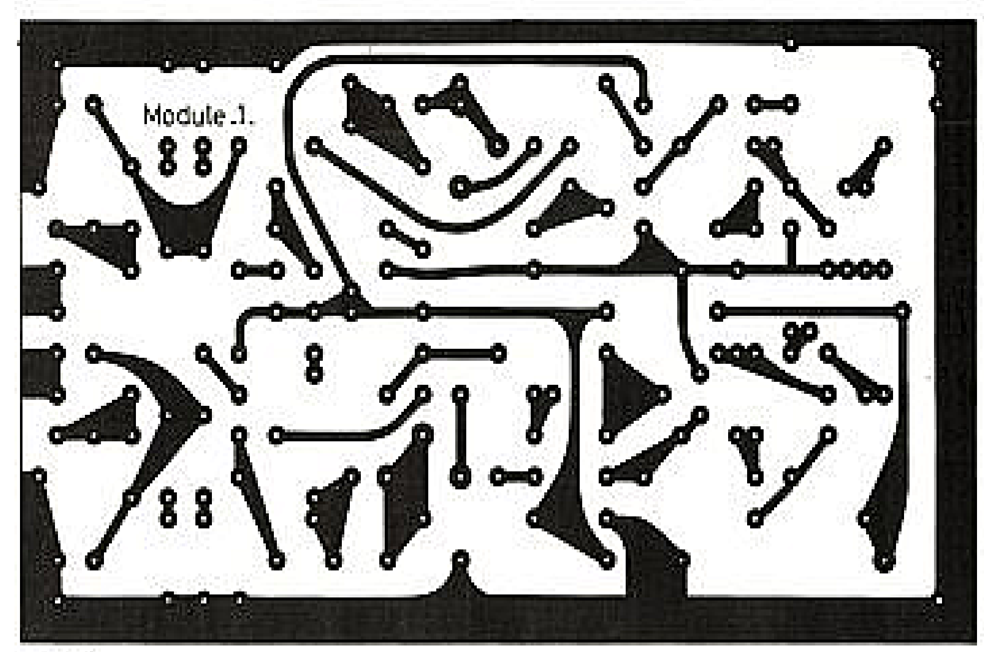


Fig. 21

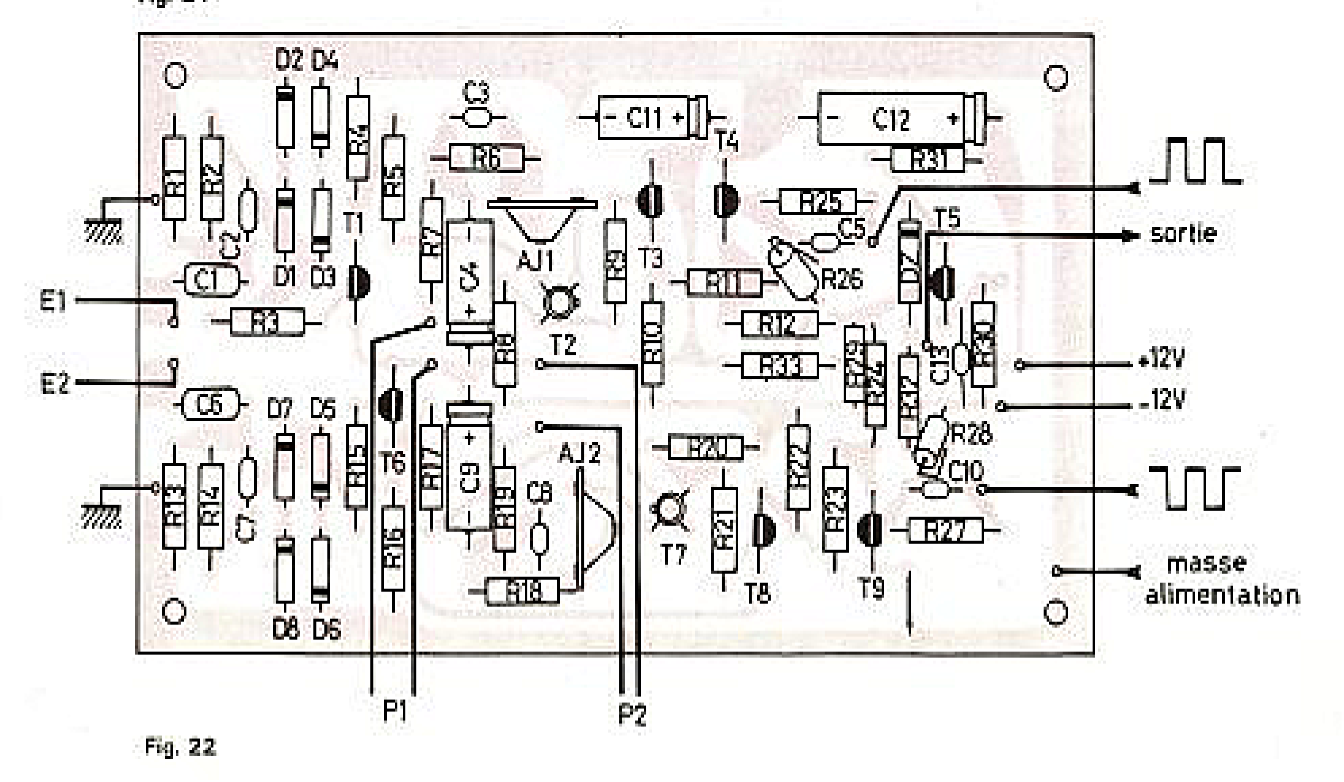


Fig. 22

Générateur de découpage

Fig. 24

Fig. 25

Ampli de Synchro.

Fig. 27

Fig. 28

l'amplificateur de synchronisation.

– figure 30 : circuit commun à deux atténuateurs, côté cuivre. Pour le commutateur à quatre voies, on reproduira deux fois ce circuit.

– figure 31 : circuit d'atténuateurs, côté « composants ».

– figure 32 : photographie du circuit des atténuateurs.

D Mécanique et câblage

I – Choix et préparation du coffret

Comme beaucoup d'électroniciens sans doute, l'auteur n'éprouve qu'un goût extrêmement modéré pour l'utilisation de la scie, de la perceuse, et de la lime. Le coffret choisi, de diffusion courante et de prix raisonnable (voir références en fin d'article), allie des qualités de solidité (tôle d'acier) et d'esthétique (capot gainé de plastique noir à grain cuir). Les faces avant et arrière sont déjà percées, en vue d'une autre utilisation, comme on peut le voir sur la photographie de la figure 33. Nous avons étudié une disposition mécanique qui s'adapte à ces perçages, et limite au minimum le travail de préparation.

Dans le dessin de la figure 34, on trouvera une indication cotée des trous qu'il convient d'ajouter. Les autres, déjà existants, n'ont été représentés que pour mémoire.

La face avant est réalisée selon une technique photographique que nous avons déjà eu l'occasion de décrire dans ces colonnes. Rappelons en très brièvement le principe :

– un premier dessin est réalisé sur calque, à l'encre de chine et avec des lettres à transfert : les deux demi-façades sont représentées, à l'échelle 1, dans les figures 35 et 36.

– par contact, on tire de ces calques un négatif, développé et fixé selon les méthodes photographiques habituelles. L'émulsion que nous utilisons est l'Ilfolith Contact IC 4 (ILFORD).

– toujours par contact, on reporte le négatif sur une plaque d'aluminium photosensibilisée (ANOPHOT, graduation 3 ou 4). Comme le prix de ce matériau interdit d'en stocker de nombreux formats, nous nous cantonnons habituellement au 9 x 12 ou au 13 x 18 cm : ceci explique la décomposition de la façade en deux plaques, qui seront collées côte à côte, à l'Araldite, sur la face avant du coffret. La photographie de tête, qui montre l'appareil terminé, explicite cette disposition.

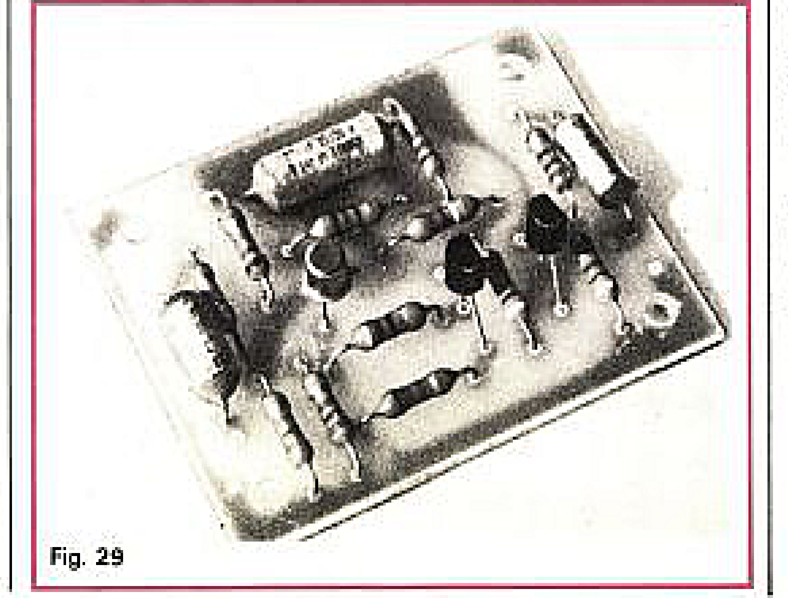


Fig. 29

II Montage des circuits imprimés Câblage

On aura intérêt à respecter, pour la commodité de la mise

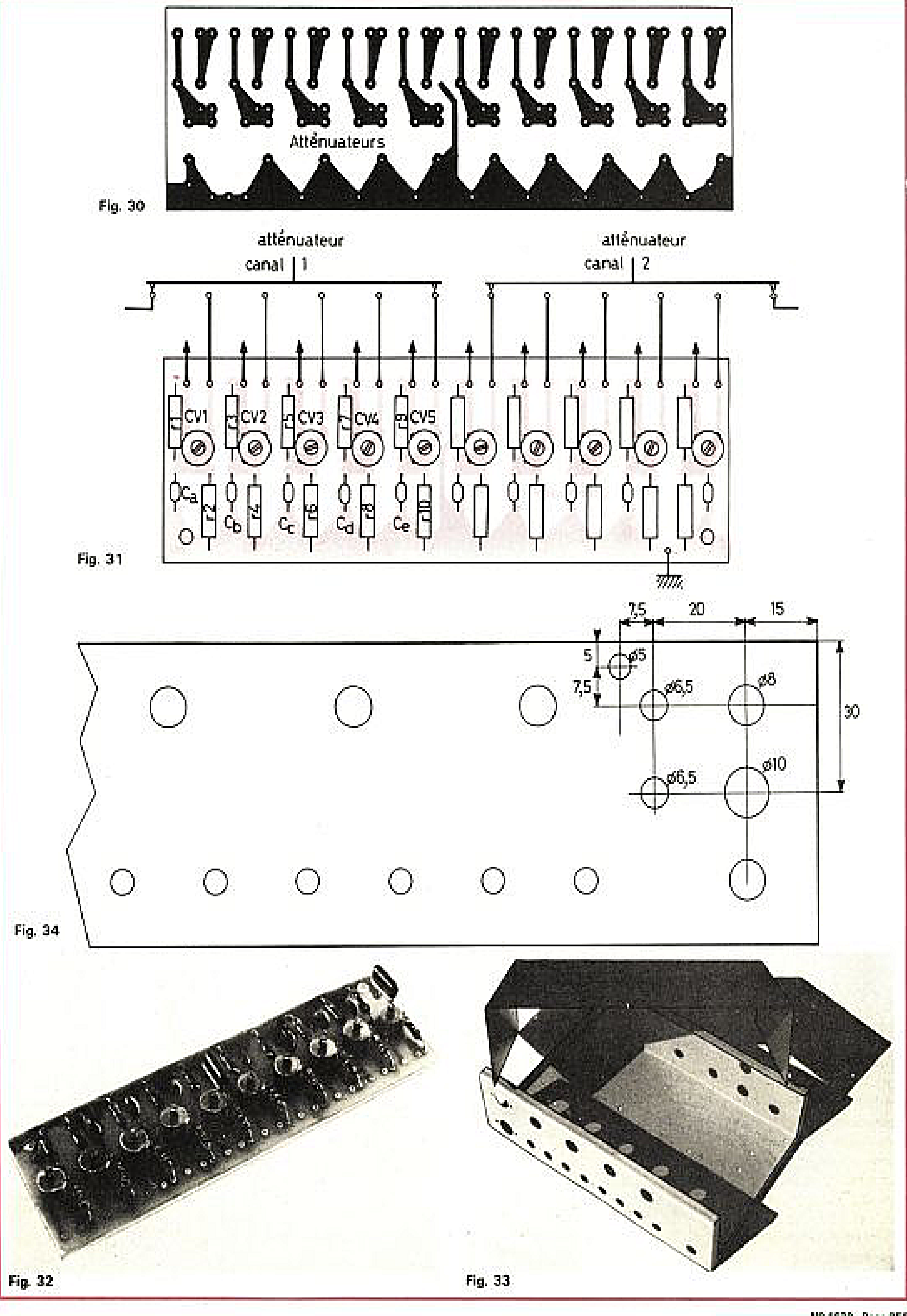


Fig. 30

Fig. 31

Fig. 34

Fig. 32

Fig. 33

Fig. 35

Fig. 36

en place, l'ordre préconisé ci-dessous.

– fixer le transformateur, provisoirement raccordé à une fiche secteur.

– fixer, et raccorder au transformateur, le circuit de l'alimentation, à l'aide de quatre vis de 40 mm de longueur. On aura préalablement installé sur ce circuit deux autres vis de 30 mm, qui serviront à maintenir le circuit du générateur de découpage.– régler les ajustables pour obtenir les tensions de ± 12 volts.

– installer le circuit du générateur de découpage, et le raccorder à l'alimentation, au commutateur, et au potentiomètre. A l'aide d'un oscilloscope, contrôler le fonctionnement de ce circuit (voir paragraphe « mise au point »).

– installer, et raccorder à l'alimentation, les circuits préamplificateurs et portes. Les régler comme indiqué dans le paragraphe « mise au point ».

– installer, raccorder à l'alimentation et aux préamplificateurs (par l'intermédiaire du commutateur K_6) le circuit de synchronisation. Vérifier son fonctionnement.

– terminer le câblage vers les potentiomètres, les sorties, les interrupteurs.

– mettre en place les atténuateurs d'entrée, les raccorder, par les commutateurs correspondants, aux entrées, puis aux préamplificateurs. Ces liaisons seront réalisées en câble coaxial fin et souple, et aussi courtes que possible.

– mettre en place les blindages des atténuateurs, découpés dans de l'aluminium ou du cuivre, comme l'indiquent les figures 37 et 38.

E Mise au point

I Le générateur de découpage

Il doit fonctionner dès sa mise sous tension. Les oscillogrammes qui suivent, sont référencés par rapport aux notations de la figure 14, et permettront de déceler d'éventuelles anomalies :

– figure 39 : dents de scie au point A (en haut) et au point B

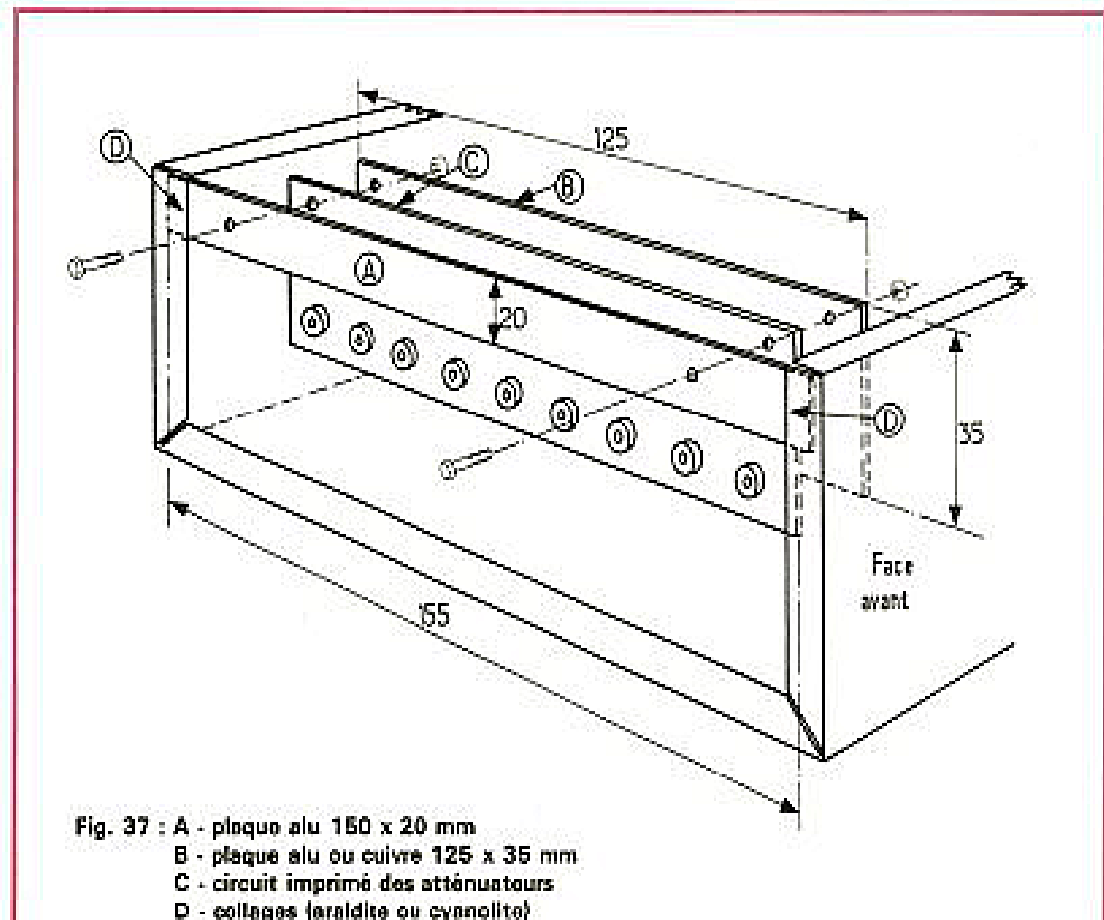


Fig. 37 : A - plaque alu 150 x 20 mm
B - plaque alu ou cuivre 125 x 35 mm
C - circuit imprimé des atténuateurs
D - collages (araldite ou cyanolite)

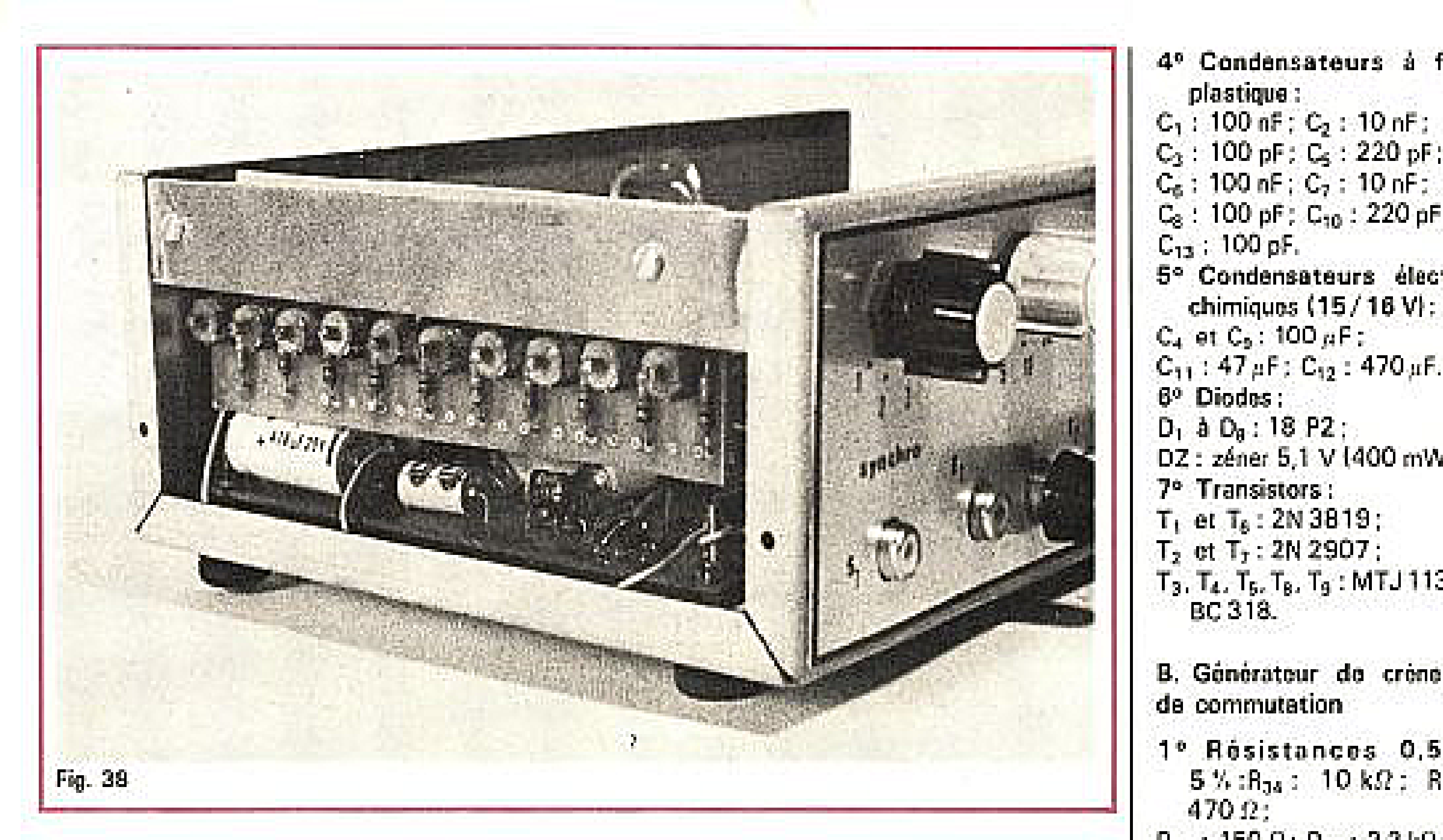


Fig. 39

(en bas). La rupture de pente, dans ces dernières, est normale : elle correspond à l'entrée en conduction du transistor T_{12}, donc à l'abaissement d'impédance de la bascule de Schmitt.

– figure 40 : les créneaux, prélevés sur les deux sorties, doivent apparaître en opposition de phases. On vérifiera leur allure dans toute la plage des fréquences possibles, et on s'assurera que leur amplitude ne descend pas en dessous de 10 volts (on trouvera normalement 12 volts).

II Les préamplificateurs

La procédure de mise au point se répète identiquement pour les quatre (ou éventuellement les deux) préamplificateurs, copies conformes les unes des autres. Sans utiliser les atténuateurs (ou en plaçant ceux-ci en position de transmission directe), on appliquera à l'entrée, donc sur le condensateur C_1 ou C_6, une sinusoïde d'environ 1000 Hz, avec une amplitude de 100 mV crête à crête.

L'oscilloscope servant à l'examen, sera placé sur une sensibilité de 100 mV par centimètre. Dans tous les oscillogrammes d'illustration qui suivent, la trace supérieure représente le signal d'entrée. Nous ne commenterons donc que la trace inférieure.

Figure 41 : la sonde est placée directement en sortie des deux préamplificateurs, donc après le découpage. Comme un seul préamplificateur est attaqué, la trace de sortie comporte une sinusoïde, et un trait horizontal. On réglera la résistance ajustable AJ_1 pour que l'amplitude de sortie, sur le canal en service, atteigne 100 mV. Dans ce cas, le gain du commutateur égale 1.

En ajustant sur les potentiomètres de cadrage, on vérifiera que la tension de sortie, sur chaque voie, encadre le potentiel zéro dans son excursion. On doit pouvoir atteindre un décalage de ± 500 mV, sans écrêtage du signal de sortie. Remarquons que chaque potentiomètre de cadrage du commutateur, agit sur la position de la trace qui lui correspond, et sur elle seule, à la condition expresse que l'oscilloscope utilisé transmette la composante continue. Sinon, le recadrage automatique règle la constance du niveau moyen, et les commandes de hauteur ont une action croisée : chaque potentiomètre, en faisant monter une trace, fait descendre l'autre.

On recommencera le même réglage sur le deuxième canal, puis on appliquera un signal commun aux deux canaux. L'oscillogramme obtenu est alors celui de la figure 42.

Dans le cas où il ne serait pas possible d'obtenir une commande des traces, centrée sur un potentiel moyen nul, il suffirait de retoucher légèrement la tension positive de l'alimentation (entre + 11 volts et + 14 volts), pour compenser ce décalage.

Liste des composants

A. Préamplificateurs (2 voies : doubler le matériel pour quatre voies)

1° Résistances 0,5 W 5 % :
R_1 : 1 MΩ ; R_2 : 33 kΩ ;
R_3 : 100 Ω ; R_4 : 1,5 kΩ ;
R_5 : 27 Ω ; R_6 : 220 Ω ;
R_7 : 180 Ω ; R_8 : 1,8 kΩ ;
R_9 : 47 Ω ; R_{10} : 3,9 kΩ ;
R_{11} : 1,8 kΩ ; R_{12} : 2,7 kΩ ;
R_{13} : 1 MΩ ; R_{14} : 33 kΩ ;
R_{15} : 100 Ω ; R_{16} : 1,5 kΩ ;
R_{17} : 27 Ω ; R_{18} : 220 Ω ;
R_{19} : 180 Ω ; R_{20} : 1,8 kΩ ;
R_{21} : 47 Ω ; R_{22} : 3,9 kΩ ;
R_{23} : 1,8 kΩ ; R_{24} : 2,7 kΩ ;
R_{25} : 8,2 kΩ ; R_{26} : 22 kΩ ;
R_{27} : 8,2 kΩ ; R_{28} : 22 kΩ ;
R_{29} : 100 kΩ ; R_{30} : 680 Ω ;
R_{31} : 470 Ω ; R_{32} : 22 kΩ ;
R_{33} : 33 Ω.

2° Résistances ajustables :
AJ_1 et AJ_2 : 470 Ω.

3° Potentiomètres :
P_1 et P_2 : 1 kΩ (linéaires).

4° Condensateurs à film plastique :
C_1 : 100 nF ; C_2 : 10 nF ;
C_3 : 100 pF ; C_5 : 220 pF ;
C_6 : 100 nF ; C_7 : 10 nF ;
C_8 : 100 pF ; C_{10} : 220 pF ;
C_{13} : 100 pF.

5° Condensateurs électrochimiques (15/16 V) :
C_4 et C_9 : 100 μF ;
C_{11} : 47 μF ; C_{12} : 470 μF.

6° Diodes :
D_1 à D_8 : 18 P2 ;
DZ : zéner 5,1 V (400 mW).

7° Transistors :
T_1 et T_6 : 2N 3819 ;
T_2 et T_7 : 2N 2907 ;
T_3, T_4, T_5, T_8, T_9 : MTJ 113 ou BC 318.

B. Générateur de créneaux de commutation

1° Résistances 0,5 W 5 % : R_{34} : 10 kΩ ; R_{35} : 470 Ω ;
R_{36} : 150 Ω ; R_{37} : 2,2 kΩ ;
R_{38} : 1,2 kΩ ; R_{39} : 3,3 kΩ ;
R_{40} : 390 Ω ; R_{41} : 1,8 kΩ ;
R_{42} : 22 kΩ ; R_{43} : 10 kΩ ;
R_{44} : 220 Ω ; R_{45} : 820 Ω ;
R_{46} : 470 Ω ; R_{47} : 820 Ω ;
R_{48} : 220 Ω ; R_{49} : 470 Ω ;
R_{50} : 1 kΩ.

2° Résistance ajustable :
AJ_3 : 2,2 kΩ.

3° Potentiomètre linéaire :
P_3 : 47 kΩ.

4° Condensateurs à film plastique :
C_{13} : 2,2 nF ; C_{14} : 10 nF ;
C_{16} : 220 pF.

5° Condensateur électrochimique (15/16 V) :
C_{15} : 2,2 μF.

6° Transistors :
T_{11} : 2N3819 ;
T_{12} et T_{13} : BC 317 ou MTJ 113 ;
T_{14} : 2N 2907 ; T_{15} : 2N 2368.

Commutateur K_1 :
1 circuit, 2 positions stables (inverseur miniature).

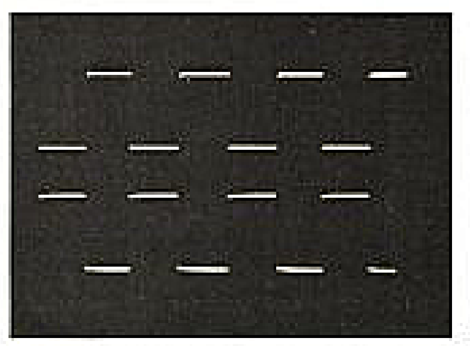
C. Amplificateur de synchronisation

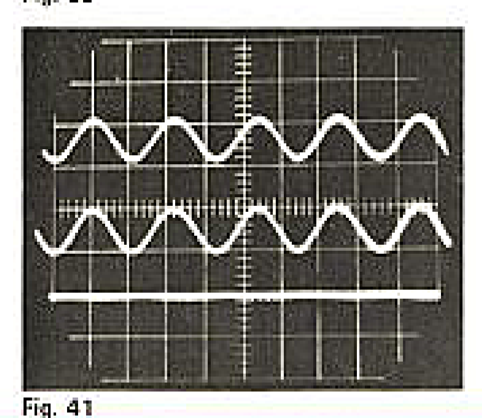
1° Résistances 0,5 W 5 % :
R_{50} : 2,7 kΩ ; R_{51} : 15 kΩ ;
R_{52} : 82 kΩ ; R_{53} : 1,2 kΩ ;
R_{54} : 150 Ω ; R_{55} : 2,7 kΩ ;
R_{56} : 47 Ω ; R_{57} : 1,8 kΩ ;
R_{58} : 3,9 kΩ ; R_{59} : 47 Ω ;
R_{60} : 2,7 kΩ ; R_{61} : 270 Ω.

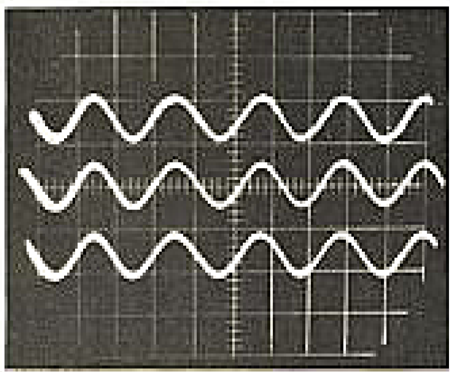
2° Condensateurs électrochimiques (15/16 V) :
C_{17}, C_{18} et C_{19} : 22 μF.

Commutateur K_6 :
1 circuit, 4 positions (rotatif).


Fig. 39


Fig. 40


Fig. 41


Fig. 42

D. Alimentation

1° Résistances 0,5 W 5 % :
R_{62} : 3,9 kΩ ;
R_{63} et R_{64} : 330 Ω ;
R_{65} : 3,9 kΩ ;
R_{66} et R_{67} : 330 Ω.

2° Résistances ajustables :
AJ_9 et AJ_{10} : 1 kΩ.

3° Condensateurs électrochimiques (25 V) :
C_{20} et C_{22} : 470 μF ;
C_{21} et C_{23} : 4,7 μF.

4° Diodes :
D_7, D_8, D_9, D_{10} : 1N 4004 ;
DZ_1 et DZ_2 : zéner 6,2 V (400 mW).

5° Transistors :
T_{19} : 2N 753 ; T_{20} : 2N 2905 ;
T_{21} : 2N2907 ; T_{22} : 2N1889.

6° Transformateur :
Secondaire : 14 V x 2 (10 VA).

E. Atténuateurs d'entrée (deux voies : doubler le matériel pour quatre voies)

1° Résistances 0,5 W 5 % :
r_1 : 470 kΩ ; r_2 : 1 MΩ ;
r_3 : 820 kΩ ; r_4 : 270 kΩ ;
r_5 : 1 MΩ ; r_6 : 120 kΩ ;
r_7 : 1 MΩ ; r_8 : 53 kΩ ;
r_9 : 1 MΩ ; r_{10} : 22 kΩ.

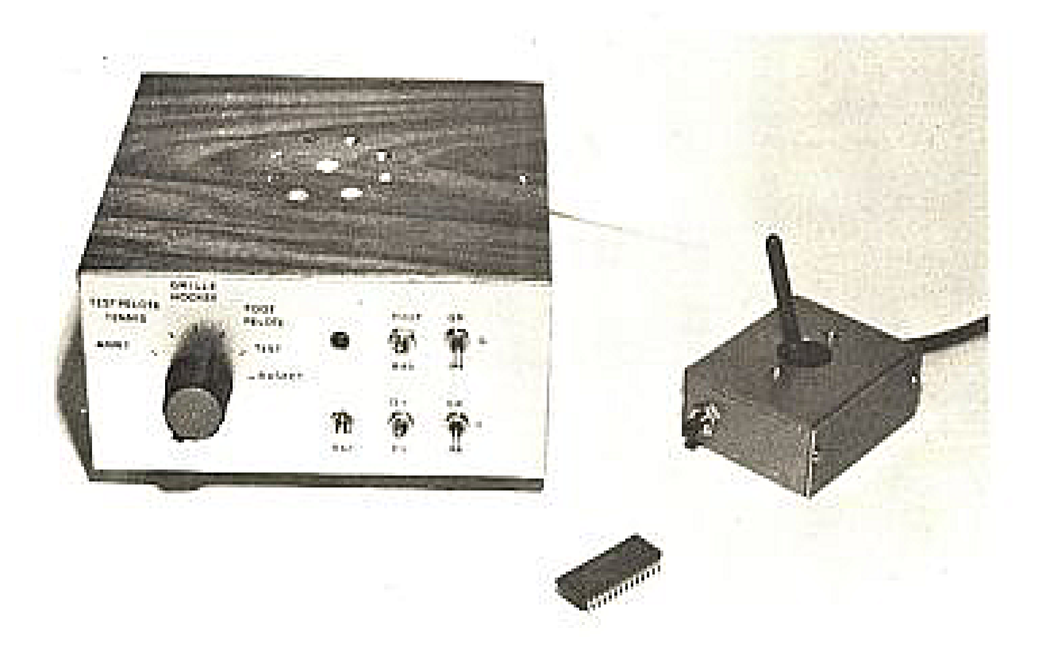
Ces valeurs donnent une précision de 10 % sur les diverses sensibilités. Pour obtenir une précision meilleure, il faudrait changer certains éléments, comme indiqué ci-dessous :

r_1 : 500 kΩ ; r_3 : 800 kΩ ;
r_4 : 250 kΩ ; r_5 : 900 k4Ω ;
r_6 : 111 kΩ ; r_8 : 53 kΩ ;
r_{10} : 20 kΩ.

2° Condensateurs à film plastique :
C_a : 22 pF ; C_b : 100 pF ;
C_c : 220 pF ; C_d : 470 pF ;
C_e : 1 nF.

3° Condensateurs ajustables :
CV_1 à CV_5 : 3/30 pF.

REALISEZ VOS JEUX



POUR RECEPTEUR T.V.

COMME vous avez pu le constater dans les deux derniers articles de cette série ; nous suivons l'évolution des productions General Instrument en matière de jeux TV au jour le jour, puisque nous avons pu vous présenter les réalisations utilisant l'AY-3-8550 puis l'AY-3-8600 dès la sortie commerciale, sur le marché français, de ces circuits. Conformément au calendrier, publié dans le premier article de cette série, nous devrions vous présenter une réalisation de bataille de tanks équipée du circuit AY-3-8700, toujours de General Instrument. Malheureusement, nous avons devancé les réseaux de vente de ce fabricant, ce qui fait qu'au moment où nous écrivons ces lignes, ce circuit n'est pas encore disponible en Europe. Son arrivée est annoncée pour une date très proche et il se peut même que vous trouviez, dans les pages spécialisées de la revue, un annonceur qui propose ce circuit. Si tel est le cas, vous pouvez être certains que la description attendue aura lieu le mois prochain. Dans le cas contraire, il nous faudra encore attendre ; cependant, la société General Instrument nous a assuré que nous disposerions d'échantillons de ce CI en priorité, ce qui nous permettra de vous proposer la description de la bataille de tanks dans les meilleurs délais.

Nous allons mettre à profit cette interruption dans le déroulement normal des opérations pour développer deux points importants :

– Le courrier que nous avons reçu concernant les jeux est important et nous en avons dégagé un certain nombre de problèmes et de questions souvent posées auxquelles nous allons répondre ici.

– Les jeux prévus, après la bataille de tanks, sont, conformément au calendrier, les jeux programmables (256 terrains, 64 sortes d'objets mouvants ; 1 à 8 joueurs, etc.) ; ces jeux étant plus complexes que ceux déjà étudiés, nous vous ferons une petite introduction théorique afin que vous n'ayez pas de problème lors de la réalisation pratique.

Les problèmes rencontrés vont être étudiés ci-dessous en classement par jeux ; cette classification nous permettra aussi de rectifier les erreurs éventuelles qui ont pu se glisser dans nos articles.

L'AY-3-8500

Haut-Parleur N° 1623, p. 176 à 183

– Nous commençons par les erreurs, bénignes et rectifiées par tous les lecteurs nous ayant écrit. En bas de la page 179, il ne s'agit pas du tableau 2 mais du tableau 1 : « Composants du jeu ». Sur le dessin du CI, figures 7 et 8, une sortie d'une des deux portes inutilisées de IC_1 est reliée à la masse, tandis qu'une entrée est en l'air ; la figure 1 de ce mois montre la modification très simple à apporter. Enfin figure 14, il manque sur le CI un condensateur de 1,5 nF entre le point commun 330 Ω, 10 kΩ Gate du BF 905 et la masse ; ce condensateur figure sur le schéma théorique.

– Les problèmes sont quasiment inexistants. Dans certains cas, le circuit AY-3-8500 s'est avéré présenter des « ratés » avec l'alimentation indiquée ; ce phénomène nous est inexplicable et la solution consiste simplement à augmenter un peu V_2 (on peut aller jusqu'à 8 V sans crainte) en augmentant légèrement la 56 Ω de la figure 5 (page 181, N° 1623).

– Deux questions sont revenues très souvent et nous allons y répondre par anticipation pour d'autres lecteurs ; il y a, sur le CI du modulateur UHF, plusieurs condensateurs de 1,5 nF entre alimentation et masse tandis qu'un seul figure sur le schéma théorique. Cette

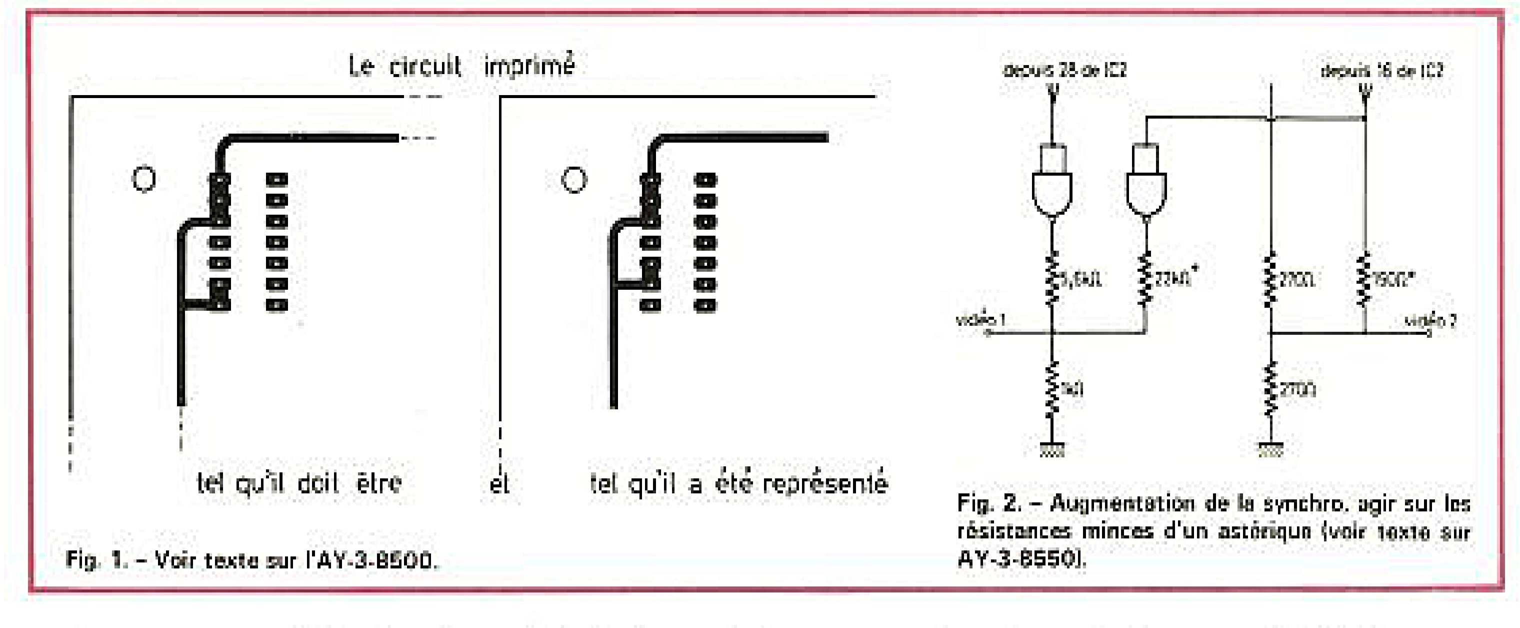


Fig. 1. – Voir texte sur l'AY-3-8500.

Fig. 2. – Augmentation de la synchro, agir sur les résistances minces d'un astérique (voir texte sur AY-3-8550).

pratique est courante en UHF : on indique sur le schéma l'existence de condensateurs de découplage et on place sur le CI le nombre de condensateurs voulu pour assurer un fonctionnement correct. Il faut remarquer qu'une piste telle que la ligne d'alimentation (en bas de la fig. 13) se comporte, en l'absence de condensateur de découplage, comme un magnifique circuit oscillant UHF. L'autre question concerne le départ du coaxial du modulateur UHF. Plusieurs lecteurs ont eu l'impression que « l'âme » (fil central) du coaxial était court-circuitée à la masse ; en continu, c'est vrai, mais pas en UHF ; en effet, le petit bout de piste reliant la pastille de sortie pour l'âme du coaxial au plan de masse du circuit du modulateur, constitue le secondaire d'un transfo UHF, tel que cela est représenté sur le schéma théorique.

Les extensions

Haut-Parleur N° 1627, p. 243 à 250

Cet article qui a intéressé bon nombre de possesseurs de jeux 1re génération, de réalisation amateur ou commerciale, a joué de malchance en ce sens que, si tous les schémas théoriques sont exacts, les repères de câblages que nous avions mis ont été un peu « chamboulés ». D'autre part, les questions posées nous ont montré qu'un complément d'information était nécessaire. Nous vous livrons donc celui-ci ainsi que les modifications éventuelles à apporter.

– Figure 6, page 245 : il manque dans le tableau, les références de IC_1 et IC_2 : elles sont cependant faciles à trouver grâce au schéma des brochages où ces circuits figurent. IC_1 est un 4098 C/MOS (CD 4098, MC 14098, TP 4098, SFF 24098) ou un MC 14528 (CD 4528), tandis que IC_2 est un quadruple NAND 2 entrées 4011 C/MOS (CD 4011, MC 14011, SFF 24011, etc.), tel que celui déjà utilisé pour réaliser les horloges de notre jeu.

– Figure 10, page 247 : il manque sur le circuit imprimé un des plots de raccordement à la prise DIN de commutation automatique 2/4 joueurs (voir fig. 2). Ce plot est à ajouter sur la piste reliant la broche 12 du 4013 (situé en bas de la fig. 10) à la broche 6 du 4016.

– Mise à part l'adaptation tn, tous les circuits logiques à 2 entrées sont utilisés en inverseurs sur les figures 2 et 4 puisque ce sont des portes dont les 2 entrées sont reliées ; en conséquence on peut utiliser pour réaliser cela des 4011 (4 NAND 2 entrées) ou des 4001 (4 NOR 2 entrées), leur brochage étant identique comme le montrait la figure 16. Ceci explique le fait que l'on trouve indifféremment l'un ou l'autre dans l'article et les deux références 4001 et 4011 sous le même brochage. Les symboles logiques représentés à l'intérieur du boîtier sont ceux d'un NOR (donc pour un 4001) ; la représentation d'un NAND à l'intérieur du boîtier, en conservant les mêmes dispostions entrées/sorties, donne le brochage du 4011.

– La figure 12 enfin comporte une erreur flagrante quand on la compare au schéma théorique de la figure 5. Le plot de liaison marqué « depuis sortie du 4002 » est en fait « vers E_1 figure 2 » tandis que « depuis sortie du 4002 » doit aboutir au point commun 2,7 kΩ/potentiomètre d'un kΩ.

– D'un point de vue logique, il n'est pas possible de faire une version 3 joueurs. Par contre, on peut se débrouiller autrement pour arriver à ce résultat ; il suffit de se mettre en position 4 joueurs et de placer un des potentiomètres « raquettes » en butée d'un côté ou de l'autre, ce qui fait sortir la raquette correspondante de l'écran. Le jeu fonctionne ainsi en 3 joueurs d'une façon tout à fait normale ; ce n'est pas contre, pas le cas du joueur qui est seul contre deux !!!

L'AY-3-8550

Haut-Parleur N° 1628, p. 227 à 235

– Comme pour l'AY-3-8500, des problèmes sont apparus avec certains circuits : problèmes résolus par une légère augmentation de V_2 (et donc de la résistance de 56 Ω de l'alimentation, comme expliqué précédemment).

– D'autre part, nous ne l'avions pas précisé mais cela était assez évident, les condensateurs de 820 pF étant assez difficiles à trouver, nous les avons réalisés en mettant en parallèle (sur le circuit imprimé) une 470 pF et un 330 pF ; la valeur ainsi obtenue convient très bien.

– Selon le type et surtout selon l'âge de votre récepteur TV, il peut être nécessaire, pour avoir une image stable, d'augmenter le niveau de synchronisation ; cela se fait très simplement en diminuant légèrement (pas plus de 20 %) la résistance aboutissant au pont diviseur de sortie et provenant de la patte synchro du circuit (voir fig. 2 ci-jointe).

– réalisation du jeu équipé de l'AY-3-8550 n'a, pour l'instant, soulevé aucun problème susceptible d'être traité ici, autre que ceux énoncés ci-dessus.

L'AY-3-8600

Les problèmes soulevés par cette réalisation sont quasiment inexistants et ce sont plutôt des compléments d'information que l'on trouvera ci-dessous.

– Tout d'abord, le score ne clignote pas en fin de partie comme cela avait été annoncé (changement intervenu en cours de fabrication du circuit intégré par le constructeur).

– Lorsque le score atteint 15, le jeu est bloqué et la balle immobilisée au centre de l'écran.

– Dans le jeu de football comme dans le jeu de pelote, la balle est codée de la couleur du

joueur qui doit la récupérer.

– Le seul problème vraiment important est la permutation (dont nous ne sommes pas responsable), existant entre les broches E_i et SE_i pour les sélections de jeux. Voici la relation exacte entre les broches à relier et le jeu sélectionné ; la figure 9 du mois précédent est toujours valable, mais le marquage de votre face avant sera différent du nôtre. E_1, SE_1 Tennis ; E_1, SE_2 Hockey ; E_1, SE_3 Basket ; E_2, SE_1 Entraînement pelote ; E_2, SE_2 Football ; E_2, SE_3 Pelote ; E_3, SE_1 Entraînement basket ; E_3, SE_2 Grille.

L'AY-3-8700

Bien que nous n'ayons pu réaliser la maquette équipée de ce circuit, nous vons indiquons ci-après et au tableau 1 les composants nécessaires.

Nous n'avons fait la liste que des composants un peu particuliers, les résistances et condensateurs (peu nombreux) étant supposés être dans vos tiroirs. De plus nous ne voulions pas indiquer des valeurs de résistances et de condensateurs sans avoir pu les essayer nous-mêmes auparavant.

Le seul composant spécial à vous procurer (en double) est un manche de radiocommande par tout ou rien, c'est-à-dire un manche qui ne commande pas des potentiomètres mais des interrupteurs. Il doit être à quatre directions (haut, bas, droite, gauche) et la manœuvre du manche dans une direction doit commander un interrupteur à deux circuits ; la figure 3 explique cela clairement et nous vous conseillons de bien faire voir ce schéma à votre revendeur avant d'acheter. Ce manche ne sera pas autre chose que le levier de vitesse et le volant de notre tank (c'est pour cela qu'il en faut deux, un par joueur). Les poussoirs figurant dans le tableau sont les boutons de « tir » des « obus ».

L'horloge sera du type déjà décrit pour les autres jeux mais sur une fréquence différente ; l'alimentation sera aussi identique aux modèles déjà décrits mais fournira une tension différente.

Le son fourni par l'AY-3-8700 est très riche puisqu'il comprend :

– les bruits de moteur des tanks, indépendants pour chaque tank et fonction de la vitesse ;

– les bruits de tir des obus ;

– les bruits d'explosion des mines sur lesquelles sont passés les tanks.

Toutes ces sonorités ne peuvent être reproduites que sur un haut-parleur d'assez grand diamètre. Si vous possédez un téléviseur équipé d'une prise haut-parleur supplémentaire, nous vous indiquerons comment modifier celle-ci pour que vous puissiez sortir le son par le haut-parleur du récepteur TV. Sinon procurez-vous un H.P. d'au moins 12 cm de diamètre et d'impédance supérieure ou égale à 8 Ω de préférence.

Les problèmes généraux des jeux TV

Nous allons présenter cela sous la forme question-réponses pour être le plus concis possible.

– Possibilité de réalisation de jeux en couleur ?

A l'heure actuelle, la société General Instrument (qui est américaine) a prévu des « convertisseurs couleurs qui, à partir de la vidéo noir et blanc issue des AY-3-8500, 8550 et 8600, produit une information couleur. Malheureusement ces signaux sont au standard couleur NTSC, totalement incompatible avec notre système SECAM. La France étant quasiment le seul pays à utiliser ce système, il est hors de question que General Instrument fasse des « convertisseurs couleurs » rien que pour nous.

Certains téléviseurs sont cependant équipés de jeux couleur ; tout simplement parceque, le jeu étant monté dans le téléviseur à la fabrication, le constructeur a accès directement aux voies Rouge, Vert, Bleu sans avoir à effectuer un quelconque codage, et il peut donc sans difficulté produire ses jeux en diverses couleurs.

– Pourquoi ne décrivons-nous que les circuits pour jeux de la série AY de General Instrument ?

Tout simplement parceque General Instrument a été le premier constructeur de CI a faire des circuits pour jeux ; d'autre part, ces circuits et la documentation sont aisément disponibles sur le marché. National Semiconducteur et ITT font aussi des circuits pour jeux mais nous ne possédons pas encore les documents nécessaires pour vous proposer des réalisations avec ces circuits.

– Y-a-t-il un risque de détérioration du tube cathodique lors de l'utilisation des jeux TV ?

Nous sommes obligés de répondre oui, mais seulement sous certaines conditions. Il faut éviter les jeux produisant des tracés fixes identiques à eux-mêmes pendant des périodes continues supérieures à 1 heure ; ce qui compte n'est pas le temps total d'utilisation mais le temps d'utilisation sans période d'arrêt intermédiaire. Il faut également éviter de pousser le contraste et la luminosité plus que nécessaire surtout si vous faites fonctionner le jeu pendant de longues périodes. Sinon, vous risquez de voir apparaître petit à petit une désensibilisation du tube à l'emplacement des lignes blanches du jeu (filet, bords du terrain, etc.), ceci se manifestant par une baisse de luminosité à ces endroits bien précis. Des laboratoires sont actuellement en train de faire des tests et nous vous tiendrons informés des résultats obtenus. Cependant dites-vous bien que plusieurs parties d'une demi-heure, raisonnablement espacées dans la journée et à un niveau de luminosité raisonna-

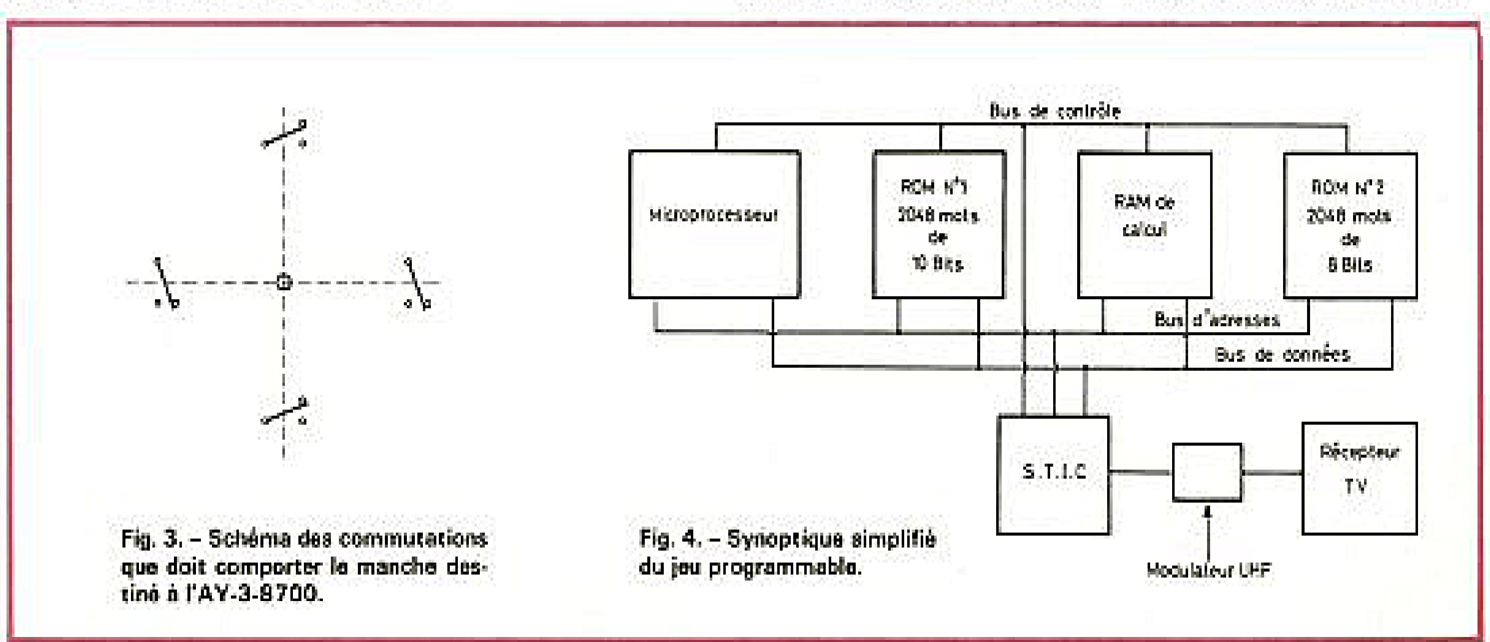


Fig. 3. – Schéma des commutations que doit comporter le manche destiné à l'AY-3-8700.

Fig. 4. – Synoptique simplifié du jeu programmable.

ble, ne mettent pas en danger votre téléviseur.

Peut-on utiliser un modulateur UHF du commerce ?

Bien sûr : les modulateurs actuellement sur le marché et proposés par de nombreux revendeurs sous la rubrique « modulateur pour jeux TV » conviennent parfaitement. Les amateurs hésitant devant la réalisation du modulateur (qui travaille vers 600 MHz, ce qui n'est pas négligeable) peuvent très bien se procurer un modèle du commerce. L'alimentation à partir de V_2 est satisfaisante. Quant au niveau vidéo, s'il est trop important, un potentiomètre ajustable de quelques kΩ entre la sortie vidéo et l'entrée modulateur résoudra le problème.

Tableau 1. - Liste des composants nécessaires pour le jeu de tanks

1	Support 28 pattes	impératif
1	Support 14 pattes	facultatif
1	CD4011, MC14011, MM5611, SFF24011	4011 C/MOS
1	CD4001, MC14001, MM5601, SFF24001	4001 C/MOS
1	LM309, MLM309, SFC2309	régulateur 5 V 0,2 A TO 5
1	Pont moulé 50 V 0,5 A, VE18X, B80C500	
ou 4	Diodes 50 V 0,5 A, 1N4001, 4002	
1	Quartz 4,090 MHz	déconseillé
ou 1	Mandrin LIPA diamètre 6 mm à noyau ferrite	fortement conseillé
2	Manches de radiocommande tout ou rien	voir texte
2	Poussoirs, contact en appuyant	
2	Boîtiers pour loger un manche et un poussoir	
1	Transfo 220 V - 9 V 0,2 A	

Introduction aux jeux programmables

Ces jeux, dits programmables, sont totalement différents de ceux que nous avons étudiés jusqu'à présent, tant au point de vue possibilités de distraction qu'au point de vue réalisation pratique.

Nous vous rappelons ci-dessous leurs caractéristiques générales :

– 1 à 8 joueurs ;

– 64 types d'objets mouvants disponibles (avions, tanks, automobiles, cartes à jouer...) ?

– 240 décors de fond et donc 240 jeux différents (course auto, bataille navale, poker, etc.).

De si grandes possibilités ne sont convenables qu'en faisant appel au... microprocesseur. Afin que vous puissiez comprendre aisément, et éventuellement dépanner le jeu que vous réaliserez, nous allons vous faire une petite introduction théorique sur le sujet. Pour ce qui est du microprocesseur proprement dit et des définitions associées telles que : bus, adresses, ROM, RAM..., nous vous renvoyons à notre article : « Réalisez un mini-ordinateur domestique » dont la première partie, publiée le mois dernier, explique en détail les principes de base. Dans les lignes qui suivent, nous allons indiquer, en « gros », comment est utilisé le microprocesseur pour faire des jeux sur T.V.

Le synoptique de la figure 4 montre l'architecture générale du système ; 5 éléments de base sont utilisés :

– le microprocesseur qui contrôle (grâce à ses lignes du même nom) les autres circuits et qui effectue les calculs sur les données fournies compte tenu des règles du jeu choisi. Il effectue également l'affichage des « objets » sur l'écran TV grâce à un circuit d'interface ;

– la ROM de 2048 mots de 10 bits contient les règles des différents jeux ; chaque règle peut être assimilée à un programme ; lors de la sélection d'un jeu particulier, le microprocesseur traite le programme correspondant, ce qui lui permet de faire visualiser les objets correspondant au jeu choisi d'une part, et d'effectuer l'application de la règle du jeu compte tenu des entrées de données faites par le joueur, d'autre part ;

– la ROM de 2048 mots de 8 bits contient la représentation des différentes figures qu'il est possible de faire apparaître sur l'écran (voitures, cartes à jouer, lettres, chiffres, symboles, etc.) ;

– la RAM est la mémoire dite de calcul ; c'est dans cette mémoire que le microprocesseur range les données fournies par l'utilisateur du jeu ainsi que les résultats intermédiaires de ses calculs ;

– le STIC (Standard Television Interface Chip), tel que l'a baptisé General Instrument, est le circuit très complexe (intérieurement) qui réalise la conversion entre les signaux digitaux fournis par le microprocesseur et les signaux analogiques nécessaires à un récepteur TV. Il produit aussi le son et les signaux de synchronisation verticale et horizontale.

La réalisation d'un tel ensemble de jeux est cependant rendue très simple par le fait que le fabricant a réalisé les circuits que nous avons étudiés brièvement de façon qu'ils se connectent entre eux avec le minimum de composants externes. D'autres part, un tel jeu est dit programmable car il suffit de changer la ROM 2048 x 10 pour disposer d'un nouvel ensemble de règles de jeux.

Le système que nous venons de décrire est le plus complexe réalisable actuellement ; son prix de revient est assez élevé. Général Instrument a introduit des mémoires ROM de taille moins importante et un microprocesseur plus simple afin de permettre la réalisation de jeux programmables à un prix de revient plus avantageux. Les possibilités sont un peu moindres mais surpassent tout de même de très loin tout ce qui existe actuellement sur le marché.

Pour finir

L'AY-3-8700 et les circuits pour jeux programmables sont des produits très performants et extrêmement récents. Bien que nous possédions les schémas d'applications (ce qui nous permet de vous indiquer ce qu'il faut vous procurer « autour » du 8700), nous ne voulons pas vous les communiquer avant d'avoir pu réaliser une maquette ayant donné pleinement satisfaction. Ceci introduit évidemment un léger retard entre le moment où ces circuits deviennent disponibles en Europe et le moment où la description de la réalisation est publiée.

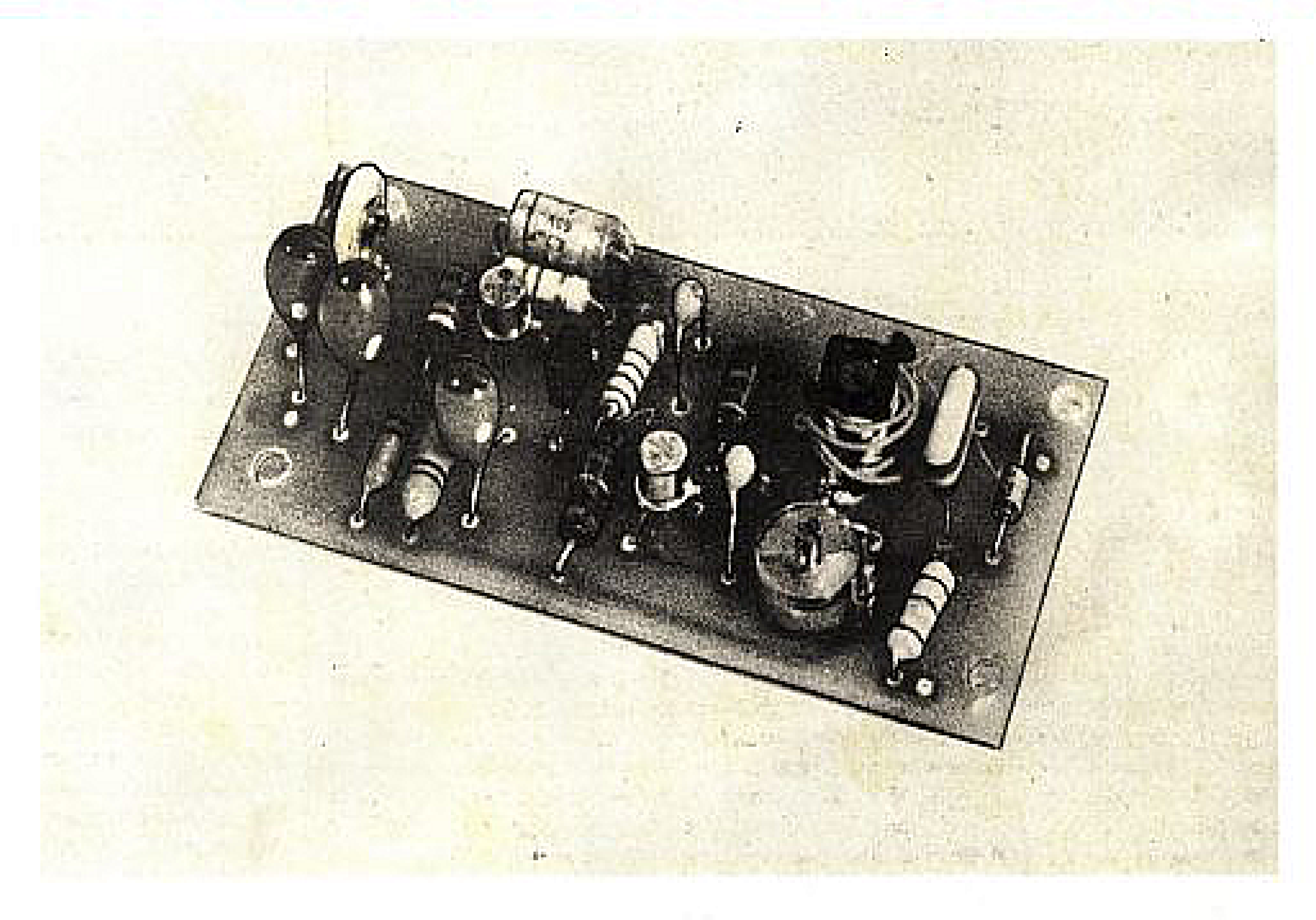
En attendant le mois prochain et l'AY-3-8700, amusez-vous bien avec les jeux déjà construits.

(A suivre)

C. TAVERNIER

REALISEZ :

UN EMETTEUR FM



EXPERIMENTAL

L'originalité de cet émetteur de faible puissance réside dans son utilisation.

En effet, de nombreux téléviseurs sont équipés d'origine d'une prise « enregistrement ». Il suffit de brancher cet émetteur dans cette prise et dans un rayon d'une vingtaine de mètres, vous pouvez capter sur un récepteur F.M le son de votre téléviseur.

Cette utilisation est intéressante dans de nombreuses applications :

- personnes un peu « dur d'oreille » qui peuvent écouter la télévision sans augmenter le son du téléviseur,
- écoute possible dans la même pièce de deux programmes de télévision différents,
- écoute d'une émission lorsque l'on se trouve dans une autre pièce.

Ces quelques applications sont loin d'être limitatives et votre imagination vous en fera découvrir beaucoup d'autres.

Schéma de principe (fig. 1)

La modulation issue de la prise enregistrement du téléviseur est appliquée au potentiomètre P_1 à travers C_1, P_1 permettant d'ajuster le taux de modulation. Ce signal est envoyé sur la base de T_1 dont le point de repos est fixé par le pont de résistances R_2, R_3, R_8, la résistance R_5 produisant une contre réaction. La modulation ainsi amplifiée est recueillie sur le collecteur de T_1, modulant ainsi l'oscillateur HF constitué par le transistor T_2, le circuit oscillant étant réalisé par L_1 et C_9, C_8 entretenant l'oscillation.

Le condensateur ajustable C_9 permet de dégrossir la fréquence de travail, alors que le noyau magnétique se trouvant dans le mandrin du bobinage L_1, assure un réglage fin.

Ce bobinage L_1 fait de 8 spires de fil émaillé 9/10 bobinées à spires jointives sur un mandrin isolant de 8 mm de diamètre, la bobine L_2 étant

Fig. 1

constituée de 6 spires de fil thermoplastique 5/10 enroulées sur L_1.

Ce type d'oscillateur étant très sensible aux variations de tension d'alimentation, une diode zener D_Z polarisée par R_1 et découplée par C_4, stabilise la tension d'alimentation à 7,5 V.

Réalisation pratique

Le plus délicat réside dans la réalisation des bobines L_1 et L_2.

Le circuit imprimé de petites dimensions (78 × 38) est en verre époxy 16/10, l'utilisation de verre époxy étant impérative, ou la fréquence de travail (fig. 2)

Une fois le circuit imprimé câblé et vérifié le montage est prêt à fonctionner (fig. 3).

Il peut être utile de vérifier la polarisation du transistor T_1, c'est-à-dire que l'on doit retrouver sur son collecteur environ la moitié de la tension d'alimentation. Eventuellement, en fonction du type de transistor utilisé, il faut jouer sur R_2 ou R_3 pour ajuster cette polarisation.

Vous pouvez maintenant appliquer une modulation BF à l'entrée du montage.

De manière à ne pas gêner les voisins il est préférable de caler l'émetteur en bas de gamme d'un récepteur FM (88 à 90 MHz) 104 MHz

Régler C_9 de manière à recevoir cette modulation sur un récepteur FM.

En utilisant, en guise d'antenne, un bout de fil 5/10 d'une dizaine de cm, la portée est de l'ordre de 20 m ce qui est amplement suffisant pour une écoute à l'intérieur d'un appartement.

Gérard GROS

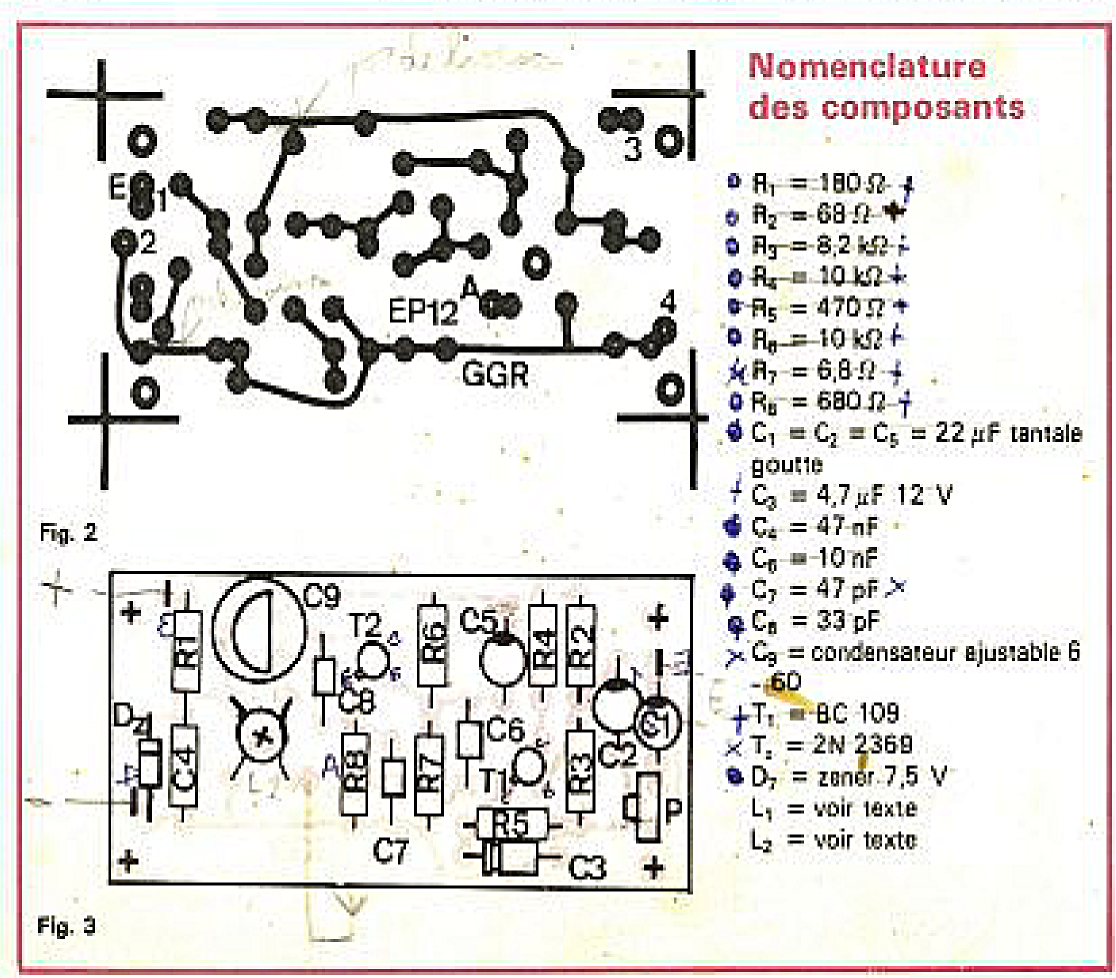
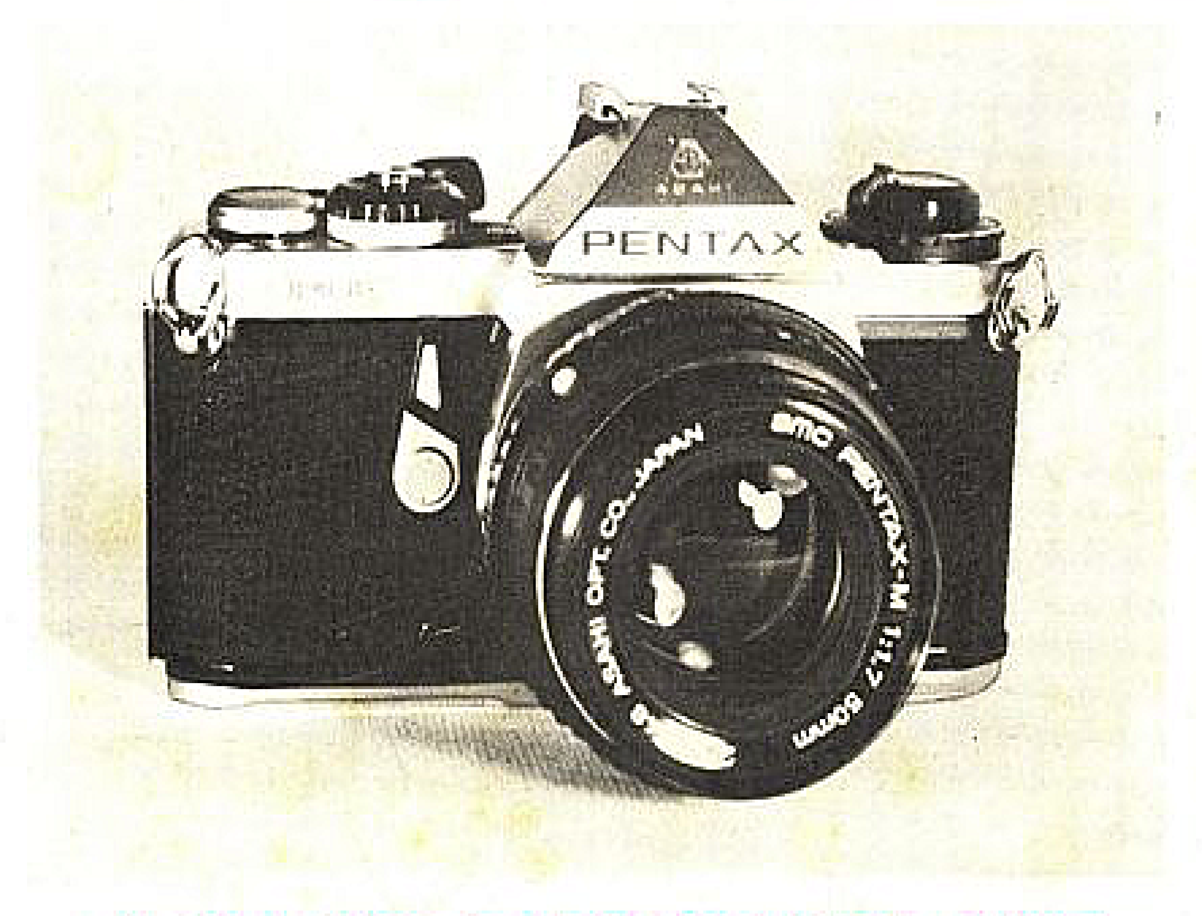


Fig. 2

Fig. 3

Nomenclature des composants

- R_1 = 180 Ω
- R_2 = 68 Ω
- R_3 = 8,2 kΩ
- R_4 = 10 kΩ
- R_5 = 470 Ω
- R_6 = 10 kΩ
- R_7 = 6,8 Ω
- R_8 = 680 Ω
- C_1 = C_2 = C_5 = 22 µF tantale goutte
- C_3 = 4,7 µF 12 V
- C_4 = 47 nF
- C_6 = 10 nF
- C_7 = 47 pF
- C_8 = 33 pF
- C_9 = condensateur ajustable 6-60
- T_1 = BC 109
- T_2 = 2N 2369
- D_Z = zener 7,5 V
- L_1 = voir texte
- L_2 = voir texte



ASAHI PENTAX ME

PRÉSENTÉ à la Photokina 1977, l'Asahi Pentax ME, Reflex 24 x 36 mm mono-objectif, à automatisme intégral, ne peut plus être, aujourd'hui, considéré comme une nouveauté : en ce domaine, les constructeurs nous ont depuis peu accoutumés à un rythme de naissances étonnant.

Pourtant, la conception du système de mesure de cet appareil, et de l'ensemble des asservissements qui lui sont liés, la compacité de sa réalisation mécanique, sa commodité d'emploi pour tous les domaines de la photographie courante, lui confèrent une personnalité qui, même après deux ans, justifie encore une étude.

Au boîtier, peuvent s'adjoindre (outre, évidemment, la gamme des objectifs interchangeables), divers accessoires, parmi lesquels nous distinguerons spécialement un excellent moteur de réarmement et un flash asservi.

I – Résumé des caractéristiques du Pentax ME

Type : Reflex 24 x 36 mm mono-objectif à exposition commandée automatiquement, et obturateur focal.

Monture d'objectifs : à baïonnette Pentax K, transmettant l'ouverture du diaphragme et sa présélection.

Viseur : Réflex à pentaprisme, verre dépoli interchangeable. Comporte l'affichage de la durée d'exposition par diodes électroluminescentes. Champ couvert : 92 % de la fenêtre de prise de vue.

Mesure de la durée d'exposition : à travers l'objectif, et à pleine ouverture. Posemètre utilisant des photodiodes à l'arséniure de gallium, disposées contre le prisme redresseur. Limites de couplage : de IL1 à IL19, pour une sensibilité de 100 ASA et un objectif ouvert à f/1,4. Mesure à prépondérance centrale.

Plage de couplage : de 12 ASA à 1600 ASA.

Correcteur d'exposition : possibilité de correction de la durée de pose, depuis un facteur 1/4 jusqu'à un facteur 4, autour de la valeur normale.

Obturateur : plan focal, à rideaux métalliques et défilement vertical (type Seiko MFC). Vitesses en fonctionnement automatique : de 8 s à 1/1000 de seconde. Vitesses à commande manuelle : 1/100 de seconde, et pose B.

Retardateur : mécanique. Délai réglable de 4 s à 12 s environ.

Déclencheur : mécanique. Filetage central pour déclencheur souple.

Visualisation de la profondeur de champ : n'existe pas ; il faut se reporter à l'échelle graduée sur l'objectif.

Synchronisation du flash : au 1/100 de seconde, pour flash électronique. Contact de synchronisation dans la griffe porte-accessoires ou par une prise sur le devant du boîtier.

Compteur de vues : du type additif. Remise automatique au zéro à chaque ouverture du dos du boîtier.

Surimpressions volontaires : possibles, par utilisation du poussoir de débrayage.

Motorisation : moteur fonctionnant en vue par vue, ou en

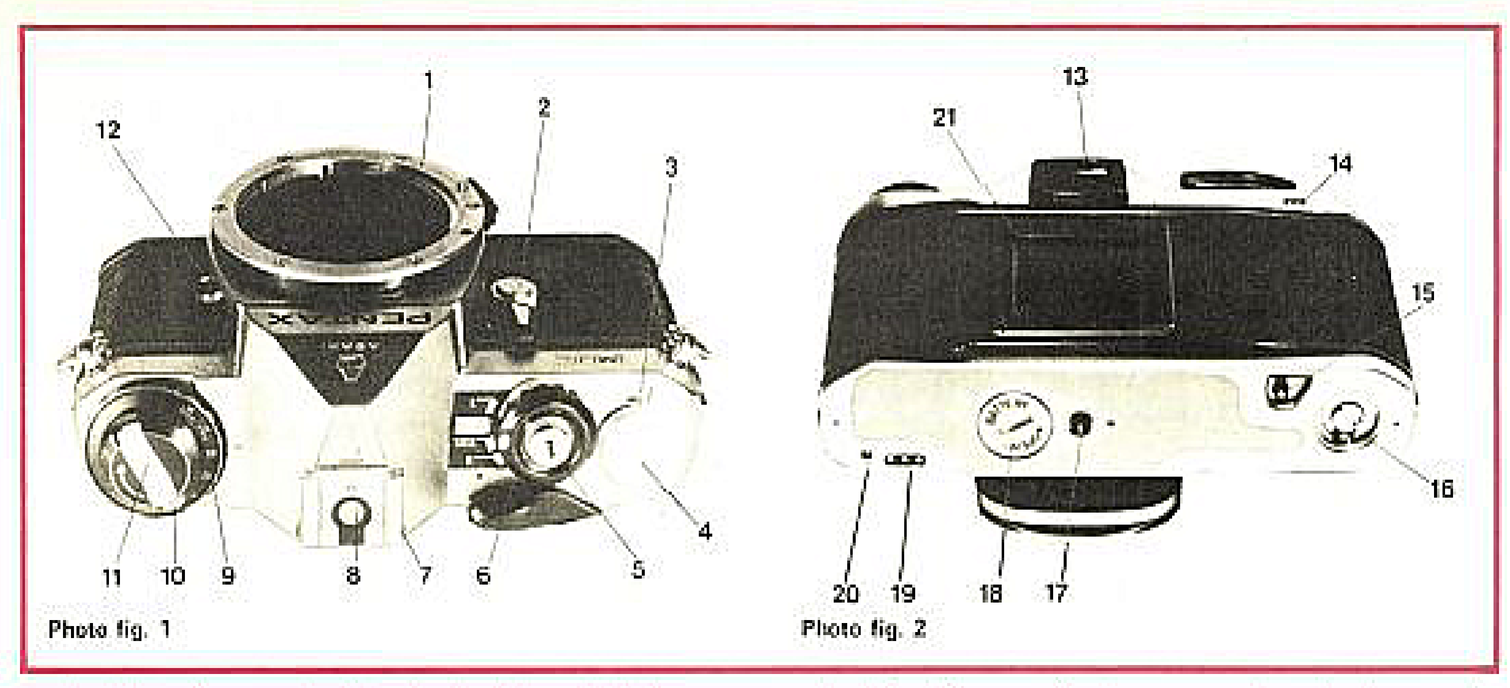


Photo fig. 1

Photo fig. 2

continu à la cadence maximale de 1,5 image/seconde.

Dimensions du boîtier : 131 mm x 82,5 mm x 49,5 mm.

Masse du boîtier seul : 460 g.

II – A la découverte du Pentax ME

On se reportera, pour l'identification des commandes ou des diverses parties constitutives du boîtier et de l'un de ses objectifs (Pentax-M 1 : 1,7 F = 50 mm), aux photographies des figures 1, 2 et 3. Les numéros de référence, qui accompagnent ces clichés, correspondent à ceux des rubriques qui suivent :

1 - Baïonnette à trois ergots, dans laquelle sont logés la commande du potentiomètre de simulation du diaphragme et le levier de présélection automatique.

2 - Levier du retardateur : l'armement s'effectue par une rotation de 90°, et le retard peut être réglé entre 4 et 12 secondes.

3 - Fenêtre du compteur de vues. Le compteur est automatiquement ramené à zéro, lors de chaque ouverture du boîtier.

4 - Levier de réarmement de l'obturateur et d'avancement du film. Une première course de 30° sert simplement à fermer l'interrupteur des piles. La course totale atteint 135°.

5 - Bouton de déclenchement : la première partie de sa course sert également à mettre les piles en service et autorise la lecture de la durée d'exposition par les LED du viseur.

6 - Couronne de sélection du mode de fonctionnement (voir détails plus loin).

7 - 8 - Griffe porte-accessoires, munie d'un contact central pour la synchronisation du flash. Lorsque le flash n'est pas en place, un microrupteur coupe le circuit électrique.

9 - Couronne de réglage des surexpositions ou des sous-expositions volontaires.

10 - Fenêtre d'affichage de la sensibilité du film.

11 - Manivelle de réembobinage, servant également à déverrouiller le dos du boîtier.

12 - Prise de synchronisation (équipée d'un bouchon protecteur) pour les flashes n'ayant pas de contact dans le sabot.

13 - Fenêtre de visée : des rainures permettent de fixer un volet d'obturation (pour les longues poses), des lentilles correctrices, un viseur d'angle ou une loupe de mise au point (x 2).

14 - Témoin d'avancement du film ou de son réembobinage. Il s'agit d'un petit curseur oscillant, peint de traits rouges et noirs, et couplé au mouvement du flasque supérieur de la bobine réceptrice. Ce flasque ne tourne qu'en présence d'un film dans l'appareil.

15 - Poussoir de débrayage pour le réembobinage.

16 - Coupleur d'entraînement par le moteur, protégé par un couvercle amovible.

17 - Écrou pour la fixation d'un pied ou du moteur d'armement.

18 - Logement des piles (2 piles « bouton », à l'oxyde d'argent, donnant en série une tension de trois volts).

19 - Plots de contact avec le moteur d'armement.

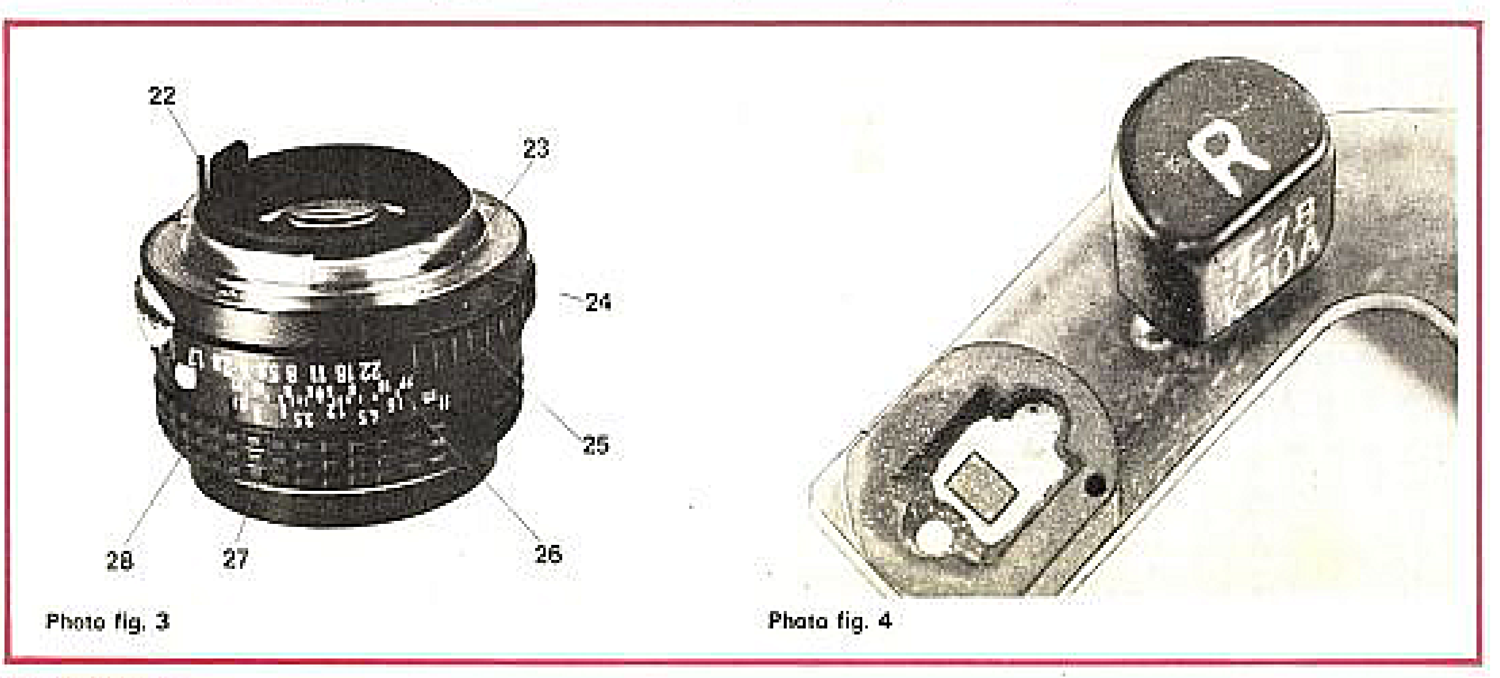


Photo fig. 3

Photo fig. 4

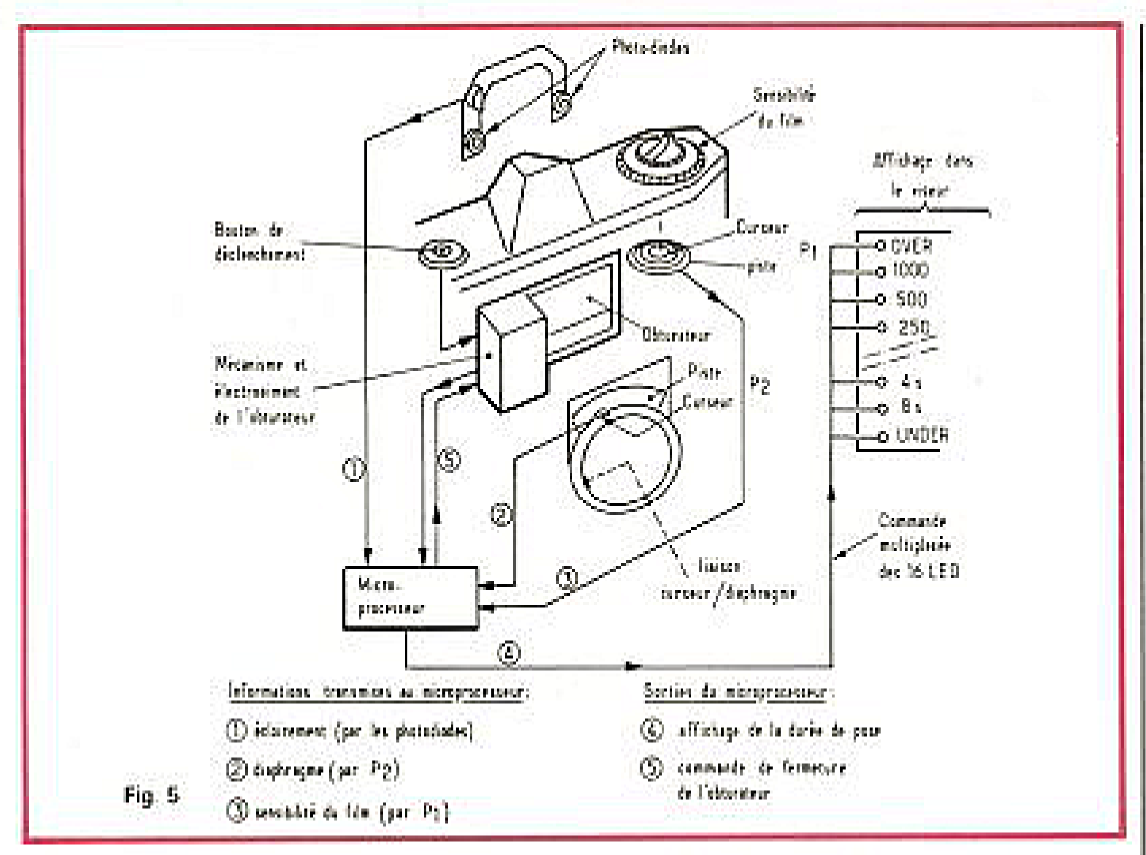


Fig. 5

20 - Encoche de guidage pour la mise en place du moteur.
21 - Fenêtre aide-mémoire recevant le couvercle de l'emballage du film.
22 - Commande de fermeture du diaphragme à la valeur présélectionnée.
23 - Ergot solidaire de la bague des diaphragmes. Son déplacement commande celui du curseur du potentiomètre simulant, pour la mesure de l'exposition, l'ouverture de diaphragme réellement utilisée à la prise de vue.
24 - Ergots de la baïonnette mâle, solidaire de l'objectif.
25 - Bague et échelle des diaphragmes.
26 - Échelle de profondeur de champ (le Pentax ME n'est pas équipé d'un testeur de profondeur de champ : c'est, à notre avis, sa principale faiblesse, et nous y reviendrons.
27 - Échelle des distances graduée en pieds et en mètres.
28 - Bague de mise au point.

III – La mesure de l'exposition

Comme nous l'avons signalé en introduction, puis dans le tableau de résumé des caractéristiques, le Pentax ME est un appareil à automatisme intégral, avec priorité au diaphragme. Cela signifie que, après le choix, par l'utilisateur, de l'ouverture désirée sur l'objectif, les circuits de l'appareil effectuent les opérations suivantes :

– mesure de l'éclairement du sujet et détermination de la durée d'exposition nécessaire, compte tenu de la sensibilité du film utilisé ;

– affichage de cette vitesse (ou éventuellement d'un signal de surexposition ou de sous-exposition, mais avec des lacunes regrettables que nous analyserons plus loin) dans le viseur ;

– commande de la fermeture du deuxième volet des rideaux d'obturateur. L'ouverture du premier volet, purement mécanique, est déterminée par l'enfoncement du déclencheur.

Le principe de la mesure

Les éléments photosensibles, logés contre le prisme du viseur, sont des photodiodes à l'arséniure de gallium. Outre un temps de réponse et une absence de mémoire presque aussi favorables que pour leurs homologues au silicium, ces cellules offrent l'avantage d'une faible sensibilité à l'infrarouge, ce qui élimine la nécessité d'un filtrage difficile.

Après amplification par un transistor (la photographie de la fig. 4 montre l'une des deux photodiodes et le transistor), l'information d'éclairement est transmise à un circuit intégré (fig. 5) qui reçoit simultanément deux autres paramètres :
– une tension de référence, prélevée sur le curseur d'un potentiomètre P_1, et liée à la sensibilité du film utilisé. Le potentiomètre P_1 est donc solidaire de la couronne d'affichage des sensibilités (référence 10 de la fig. 1) ;
– une autre tension de référence, prélevée sur le curseur d'un potentiomètre P_2, et liée à l'ouverture de diaphragme présélectionnée sur l'objectif. L'ergot de couplage 23 (dans la fig. 3), solidaire de la bague des diaphragmes, engrène sur le curseur de P_2, au niveau de la sortie de la baïonnette liée au boîtier.

Les circuits intégrés (microprocesseur de la fig. 5) distribuent alors deux informations :
– la première, transmise aux diodes électroluminescentes incorporées dans le viseur, affiche, en allumant l'une des LED de l'échelle, la durée d'exposition qui sera utilisée. Naturellement, si le temps de pose retenu ne convient pas à l'opérateur, un changement de l'ouverture du diaphragme permet de modifier la vitesse ;
– la deuxième est envoyée à l'électroaimant du mécanisme d'obturateur, par l'intermédiaire d'un transistor amplificateur de courant. Le fonctionnement de l'obturateur comporte alors deux phases. Dans la première phase, l'opérateur commande mécaniquement l'ouverture, en pressant le bouton de déclenchement : le premier rideau dégage la fenêtre, en même temps qu'un signal de début de pose est adressé au microprocesseur. A l'issue du délai calculé d'après tous les paramètres d'exposition, le microprocesseur ordonne à l'électroaimant de dégager le deuxième rideau, ce qui referme l'obturateur.

Les limites du couplage

Contrairement à ce que pourrait laisser espérer l'utilisation de photodiodes à l'arséniure de gallium, peu sensibles à l'effet de mémoire, et linéaires même pour de très faibles éclairements, les faibles indices de lumination ne sont pas accessibles au Pentax ME, pour des sensibilités de films usuelles : avec 100 ASA, on ne

	VITESSES D'OBTURATION	8	4	2	1	1/2	1/4	1/8	1/15	1/30	1/60	1/125	1/250	1/500	1/1000
ASA	12														
	25														
	50														
	100														
	200														
	400														
	800														
	1.600														

Fig. 6

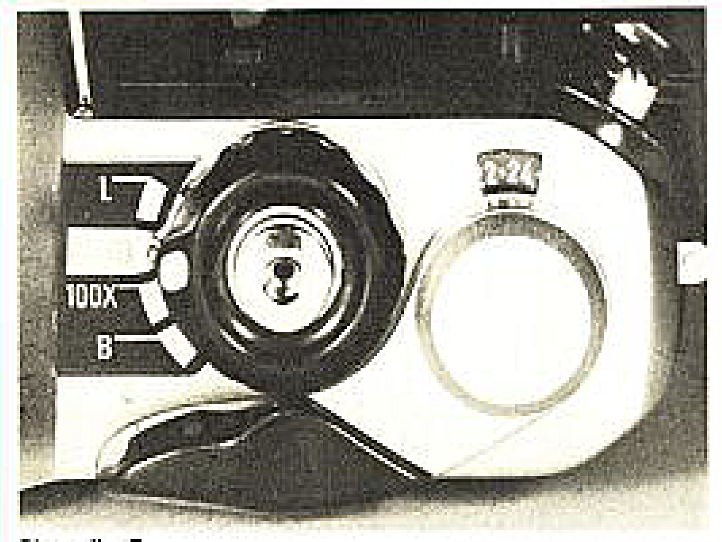
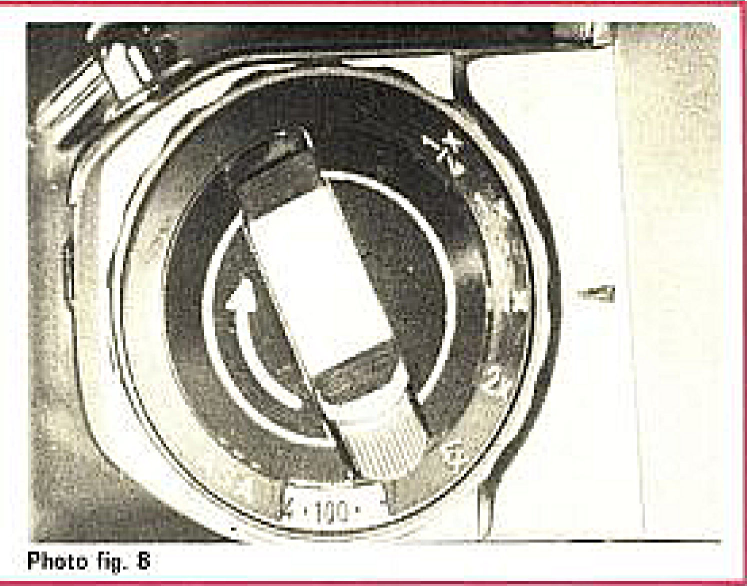


Photo fig. 7


Photo fig. 8

peut descendre au-dessous de IL1, ce qui correspond à une pose maximale de 1 s, pour un objectif ouvert à f/1,4. N'ayant pu disposer des schémas électroniques complets, qui semblent encore confidentiels ou du moins chichement dispensés, il ne nous est guère possible d'expliquer cette limitation : choix volontaire du constructeur ou impératifs techniques de l'électronique ?

En tout cas, les poses plus longues annoncées (jusqu'à 8 s) en fonctionnement automatique, n'apparaissent plus que comme des performances sans grand intérêt, puisqu'elles ne s'appliquent qu'à des émulsions de faible sensibilité.

Mais il est un défaut plus grave encore. Théoriquement, un voyant incorporé à l'échelle des poses, dans le viseur, signale les cas de sous-exposition (voir fig. 5). En fait, ce voyant ne s'allume que si la pose excède 8 s, et ne peut donc fonctionner que pour une sensibilité de 12 ASA, ainsi que le montre le tableau de la figure 6. Ce tableau est d'ailleurs imprimé très clairement dans la notice livrée à chaque acheteur, ce qui laisse rêveur sur l'absurdité (technique ?) du phénomène.

Rappelons, enfin, que le couplage, avec les limites que nous venons d'indiquer, est possible pour toutes les sensibilités comprises entre 12 ASA et 1600 ASA.

La mise en mémoire

Les cellules étant placées dans le viseur sont obscurcies pendant l'exposition, dès que le miroir se relève. L'information concernant la durée d'exposition doit donc être mémorisée pendant au moins 8 s, temps de pose maximal. Elle est stockée dans un condensateur.

Une autre mémorisation, à très faible constante de temps cette fois, intervient dans le dispositif d'affichage par les LED. De l'ordre du quart de seconde, elle supprime l'allumage alterné de deux diodes voisines pour de faibles variations des conditions d'éclairement.

Enfin, un circuit de maintien, toujours appliqué à l'affichage, bloque la diode allumée pendant toute la durée de la séquence de prise de vue, depuis la montée jusqu'à la descente du miroir. Ce dispositif évite le balayage, pendant la pose, de toute la partie de l'échelle située vers les basses illuminations.

IV – Les commandes de réglage de l'exposition

Le fonctionnement en automatique est évidemment celui qui servira le plus souvent. Il est possible, cependant, de sélectionner une commande manuelle, grâce à la couronne de réglage de la figure 7.

En plus de la position « auto », cette couronne permet de choisir, d'abord, la pose 1/100 s, alors purement mécanique. On utilisera cette position, pour laquelle les rideaux d'obturateur découvrent entièrement la fenêtre de prise de vue, lors de l'emploi d'un flash. D'autre part, ce même temps de pose rend l'appareil utilisable en l'absence de piles, ce qui constitue une sécurité appréciable (notons cependant qu'un témoin permanent de l'état des piles, se traduisant par un clignotement des LED du viseur en cas d'épuisement proche, ne laisse guère de risque d'en oublier le renouvellement).

La deuxième position est celle de la pose B, permettant seule l'accès aux très longues expositions. Enfin la couronne de la figure 7, en position « L », verrouille le déclencheur, éliminant les risques de déclenchement accidentel.

Deux commandes permettent la fermeture du circuit des piles. L'une, reliée au poussoir de déclenchement, assure l'affichage de l'exposition à mi-course, mais coupe le circuit si on lâche le poussoir sans prendre la photo. L'autre commande autorise le maintien de l'affichage : on l'obtient en actionnant partiellement le levier de réarmement sur une course d'environ 30°.

Les autres réglages sont concentriques à la manivelle de réembobinage (fig. 8). On y trouve d'abord l'affichage de la sensibilité de l'émulsion, lié au potentiomètre P_1 de la figure 5. La couronne externe sert aux corrections volontaires de pose. Très clairement graduée, elle permet de multiplier ou de diviser les poses par deux ou par quatre, les positions intermédiaires étant d'ailleurs utilisables.

V – L'obturateur

L'obturateur, à rideaux entièrement métalliques à lames multiples, a été mis au point par Seiko et Asahi Optical. Sa faible inertie autorise la synchronisation du flash électronique au 1/100 s et apparaît comme un gage de fiabilité lors des utilisations du moteur.

Appliquée à l'un des rideaux, la figure 9 en explique schématiquement l'organisation mécanique. Deux bras de levier, (1) et (2), s'articulent autour des axes O_1 et O_2, solidaires du boîtier. Leurs autres extrémités, A_1 et A_2, tournent autour d'axes rivés sur un premier rideau rectangulaire (3). Lors de l'ouverture ou du réarmement, le parallélogramme $O_1O_2A_1A_2$ garantit le déplacement, parallèlement à elle-même, de la bordure (4) du rideau (3) démasquant la pellicule. La bordure (5) de la fenêtre de visée forme glissière de guidage pour ce mouvement de quasi translation.

Pour qu'en position haute (obturateur armé) l'espace, compris entre la bordure inférieure (6) du rideau rectangulaire et la base de la fenêtre, soit obturé, l'ensemble est complété par une série de secteurs métalliques (7), eux aussi articulés autour de l'axe O_2 (nous avons séparé les deux parties, pour rendre la figure plus claire). Un ergot prenant en B_1 sur le levier (1) assure la

synchronisation des déplacements de toutes les lames.

On retrouve la même disposition symétrique pour le rideau supérieur qui ferme la fenêtre en fin de pose.

La photographie de la figure 10 révèle l'extrême compacité de l'ensemble du mécanisme qui comporte les « moteurs » à ressorts commandant l'ouverture et la fermeture, ainsi que l'électroaimant qui sert à déclencher cette dernière.

VI – L'objectif

Nous avons eu entre les mains un exemplaire du Pentax ME équipé de l'un des objectifs de 50 mm prévus dans la gamme Pentax. Il s'agit du modèle compact (on reconnaît ceux-ci à la lettre M contenue dans leur immatriculation) ouvrant à 1,7.

Nous n'aborderons ici ni la structure optique, ni les qualités de formation des images, qui ne relèvent pas des préoccupations de notre revue. Les divers organes de réglage, déjà référencés à la rubrique « A la découverte du Pentax ME », n'appellent guère de commentaires supplémentaires. Les bagues de réglage, suffisamment douces, tombent bien en main.

La plus grosse surprise – disons même la plus grosse déception – provient de l'absence d'un dispositif de contrôle de la profondeur de champ. Cette lacune, sans doute, ne présente guère d'inconvénients pour la photographie courante (paysages, groupes, etc.). On commencera à la déplorer pour le portrait. Enfin, elle apparaît insupportable pour la photographie de près, et plus encore en macrophotographie, où les utilisateurs du Pentax disposent pourtant de tubes-allonges conservant la présélection du diaphragme, donc la mesure à pleine ouverture, des durées de pose (il en est de même pour le soufflet K). Le souci d'économie peut-il vraiment justifier cette option ?

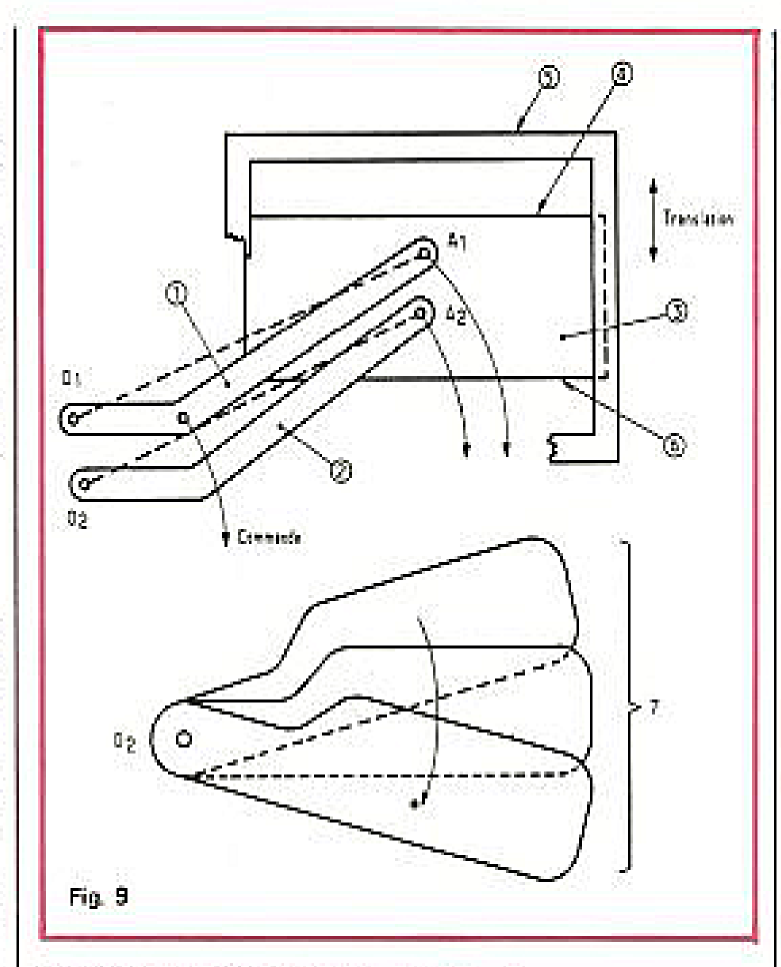


Fig. 9

VII – La motorisation du Pentax ME

La mode actuelle est aux motorisations, et ne nous en plaignons pas. Qui a, une fois, goûté des agréments et des possibilités qu'offre ce perfectionnement, ne saurait plus s'en passer qu'avec regret.

Le moteur du Pentax ME nous a semblé presque (nous justifierons cette réserve) remarquablement conçu (fig. 11). Compact, très bien en main (il favorise même la tenue du boîtier), ce moteur, alimenté par six piles crayon de 1,5 volts (ou par des batteries équivalentes), peut travailler soit en vue par vue, soit en continu. La vitesse atteint, dans ce dernier cas, environ 1,5 vue/seconde. Toutes les vitesses d'obturation, sauf la pose B, sont utilisables. Évidemment, pour les poses longues (supérieures à une seconde), la cadence diminue.

Lors de l'utilisation du moteur, le déclenchement s'effectue en poussant un interrupteur situé au sommet de la poignée. Ici intervient notre justification du « presque » utilisé plus haut. Comment se fait-il que le constructeur n'ait pas prévu une prise (coût : quelques dizaines de centimes), qui aurait permis un déclenchement à distance par un simple fil électrique à deux conducteurs ? C'est bien dommage pour les amateurs de photographies d'oiseaux au nid, ou autres sujets du même genre.

VIII – Nos conclusions

Parmi les avantages incontestables du Pentax ME, nous rangerons son automatisme intégral bien étudié pour toutes les applications courantes, avec une correction volontaire facile et bien référencée. L'affichage des durées de pose dans le viseur est claire et comporte le contrôle permanent de l'état

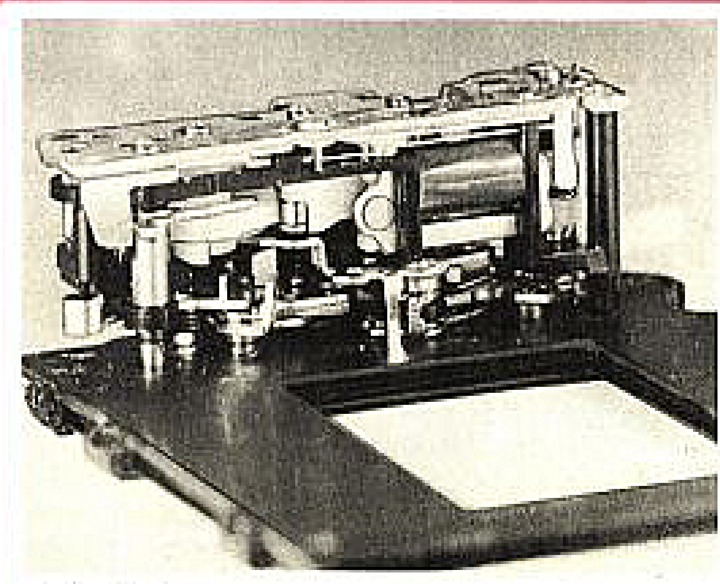


Photo fig. 10



Photo fig. 11

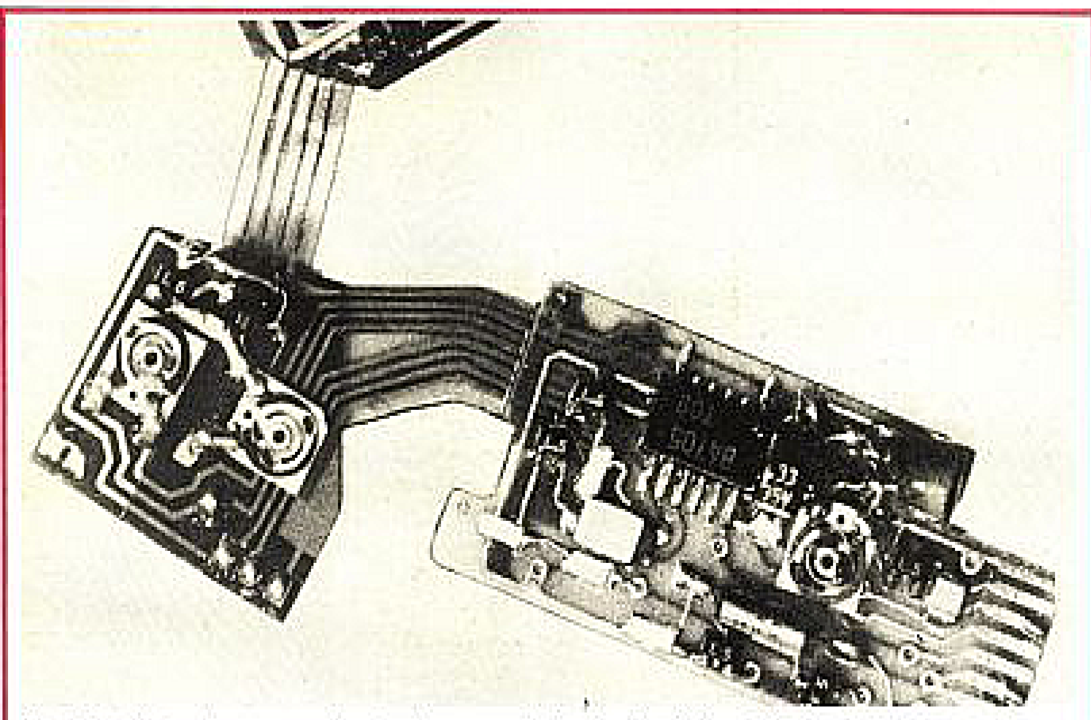


Fig. 12. - Un des deux ensembles de plaquettes de circuits imprimés, reliées par des connecteurs souples. Le petit circuit en U, partiellement visible, pour les deux photodiodes, et leur transistor amplificateur.

des piles. D'après les données du constructeur, l'autonomie (que nous n'avons pu vérifier) semble assez remarquable (1 an en utilisation normale). Notons que la possibilité de fonctionnement sans piles, au 1/100 s., renforce encore ces qualités.

Mécaniquement, nous avons apprécié les faibles dimensions et la légèreté de l'appareil, même équipé de son moteur. Le dispositif d'accrochage du film (astucieux et très sûr), la baïonnette de fixation des objectifs, rapide et d'utilisation instinctive, sont encore des bons points.

Nous avons moins aimé l'absence de rappel du diaphragme dans le viseur et la limitation de la plage des indices de lumination, jointe à une indication de sous-exposition inutile, sinon nuisible (car elle procure une sécurité trompeuse), compte tenu de son champ d'action limité aux émulsions de 12 ASA. Pour le moteur, un contact de commande électrique à distance nous aurait comblé d'aise.

Mais la principale lacune du Pentax ME, qui risquera d'en écarter les fervents de macrophotographie, est incontestablement l'absence d'un dispositif visuel pour le contrôle de la profondeur de champ.

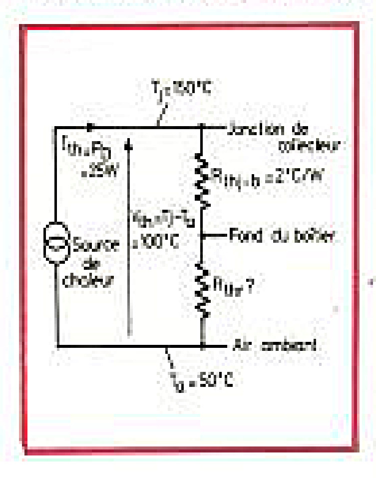
En résumé, voilà un appareil aux qualités indéniables qui séduira certainement la grosse majorité des amateurs d'automatisme : tous ceux, en tout cas, qui ne se tournent ni vers le domaine de la macrophoto, ni vers celui des très longues poses automatiques. Quelques perfectionnements supplémentaires auraient pu aussi combler les autres et placer le Pentax ME tout à fait en sommet de la gamme des appareils de prestige.

R.R.

LA LOI D'OHM DU REFROIDISSEMENT

DANS les documentations de fabricants de transistors de puissance, on trouve souvent une caractéristique « résistance thermique », exprimée en °C/W. De même, lorsqu'on achète un radiateur pour un tel transistor de puissance, on constate que son efficacité n'est pas exprimée par une notion de poids ou de surface, mais également par une résistance thermique.

En effet, le procédé le plus rationnel, pour calculer le circuit de refroidissement d'un semiconducteur, consiste à



utiliser cette notion de résistance thermique. Et ce dans une loi d'OHM (comme celle qui sert au calcul des résistances) où on confond les tensions avec les températures, et les intensités avec les puissances de dissipation.

Ainsi on trouve, dans le schéma équivalent ci-dessus une source de chaleur qui fournit une « intensité thermique » I_{th}, exprimée en unités de dissipation électrique (W). Cette intensité développe, aux bornes de deux résistances thermiques, se trouvant en série, une chute de température qui est l'équivalent d'une chute de tension électrique.

Avec cette représentation équivalente, on peut calculer le type de radiateur dont on a besoin pour une application donnée. La donnée de départ est la puissance qu'on désire pouvoir dissiper dans un transistor, 25 W dans le cas de l'exemple de la figure ci-contre. L'intensité thermique correspondante doit s'écouler dans deux résistances thermiques : celle entre jonction et boîtier du transistor, donnée par le fabricant du transistor, et celle du radiateur, qu'on veut déterminer. Pour cela, on doit se fixer la chute maximale de température qu'on peut admettre sur l'ensemble de ces deux résistances. Cette chute est égale à la différence entre deux températures : la température maximale que la jonction du transistor peut supporter, indiquée avec 150 °C, par le fabricant, dans le cas de l'exemple, et la température maximale de l'air ambiant qui est possible en fonctionnement, soit 50 °C. La chute de température $V_{th} = T_j - T_a$ s'établit donc à 100 °C dans le cas de l'exemple.

Partant de ces données, on calcule d'abord

$$R_{thj-b} + R_{thr}$$

$$= \frac{V_{th}}{I_{th}}$$

$$= \frac{100\ °C}{25\ W}$$

$$= 4\ °C/W.$$

De cette somme, il faut déduire la résistance thermique du transistor, donnée avec 2 °C/W, et il reste alors également 2 °C/W pour le radiateur. Renseigné sur cette caractéristique, on peut donc acheter le radiateur en connaissance de cause, et éviter toute dépense inutile, due à un radiateur surdimensionné. ■

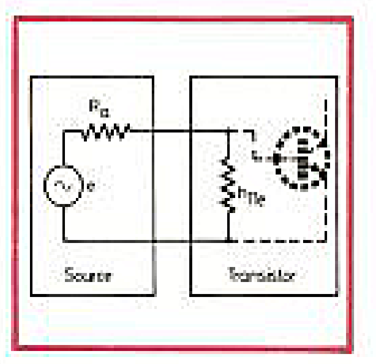
COMMANDE PAR TENSION ET COMMANDE PAR COURANT

DANS les descriptions de montages électroniques, on parle parfois d'un transistor qui travaille de façon particulièrement linéaire parce qu'il est en « commande par courant », ou d'un autre qui, fonctionnant en « commande par tension » ou en « commande adaptée » utilise particulièrement bien la tension ou la puissance de signal dont on dispose pour attaquer sa base.

Ces termes peuvent être expliqués à l'aide de la figure ci-contre. On y trouve une source de signal, délivrant une tension, **e**, destinée à attaquer une entrée de transistor, caractérisée par une résistance d'entrée, h_{11e}, et ce par l'intermédiaire d'une résistance « d'attaque » R_a qui, généralement, sera la résistance interne de la source. Admettez que R_a soit très faible devant h_{11e}. Il est alors évident que la tension à l'entrée du transistor est pratiquement égale à la tension **e** de la source, on commande donc le transistor directement avec la **tension de la source**, et on dit alors, qu'on est en commande par **tension**.

Si maintenant, R_a est plus grande que h_{11e}, il est certain que la tension e est totalement différente de celle à l'entrée du transistor. Mais le courant fourni par la source ne variera pratiquement pas, quand on court-circuite les bornes d'entrée du transistor. Si R_a fait, en tant que résistance interne, partie de la source, le transistor se trouve donc commandé par un courant pratiquement égal au courant de court-circuit de la source, c'est-à-dire, par le **courant maximal** que cette source est capable de fournir. On se trouve alors en commande **par courant**.

En commande par tension, on commande donc le transistor par (presque) la tension à vide de la source, et en commande par courant, par (presque) le courant de court-circuit. Et quand c'est autant de l'un que de l'autre ? Quand $R_a = h_{11e}$? – On est alors en commande **adaptée**, et on peut montrer que cela correspond **au maximum de puissance** que la source est capable de fournir, c'est-à-dire au meilleur rendement. En principe, la commande adaptée est la plus souhaitable, du point de vue énergétique. Mais si on a besoin d'un transformateur pour la réaliser, celui-ci coûte



souvent beaucoup plus cher que le transistor supplémentaire qui ferait le même effet. En pratique, et du moins dans les amplificateurs BF, la commande adaptée est donc une affaire assez rare.

Et cela ne risque pas de changer si tôt, car, pour le transformateur, il faut du fer et du cuivre, matières premières qui peuvent devenir rares. Tandis que le silicium, cela peut se fabriquer à partir de sable...

H. SCHREIBER

LA CHAMBRE DE REVERBERATION



MAGNETIC FRANCE

CETTE chambre de réverbération fait appel à une technique bien connue puisqu'il s'agit d'une ligne à ressort d'Accutronics. Le signal à traiter entre par une extrémité de la ligne pour sortir de l'autre côté après avoir subi certaines réflexions.

La ligne à ressort se compose de deux ressorts différents réalisés chacun à partir de deux éléments bobinés en sens inverse. Les ressorts sont excités en torsion par un moteur spécialement étudié dans ce but. De l'autre côté de la ligne, nous avons un capteur, pratiquement le même que le capteur d'excitation. Les oscillations sont transmises puis réfléchies entre les deux points de fixation. Cette méthode permet d'assurer une réverbération avec des moyens relativement simples. Les ressorts ont une coloration propre qui caractérise ce type de réverbération. Certaines techniques peuvent être mises à profit pour les éviter. Ainsi, il est intéressant d'éliminer des transitoires qui sollicient les résonances propres de la ligne.

Présentation

Un rack de 19 pouces et d'une unité, soit 44 mm de hauteur. La face avant est anodisée, les inscriptions de la façade sont réalisées au moment du traitement. Les prises sont situées sur la face avant. Une DIN verrouillable, deux jack de 6,35 mm. Quatre

Fig. 1

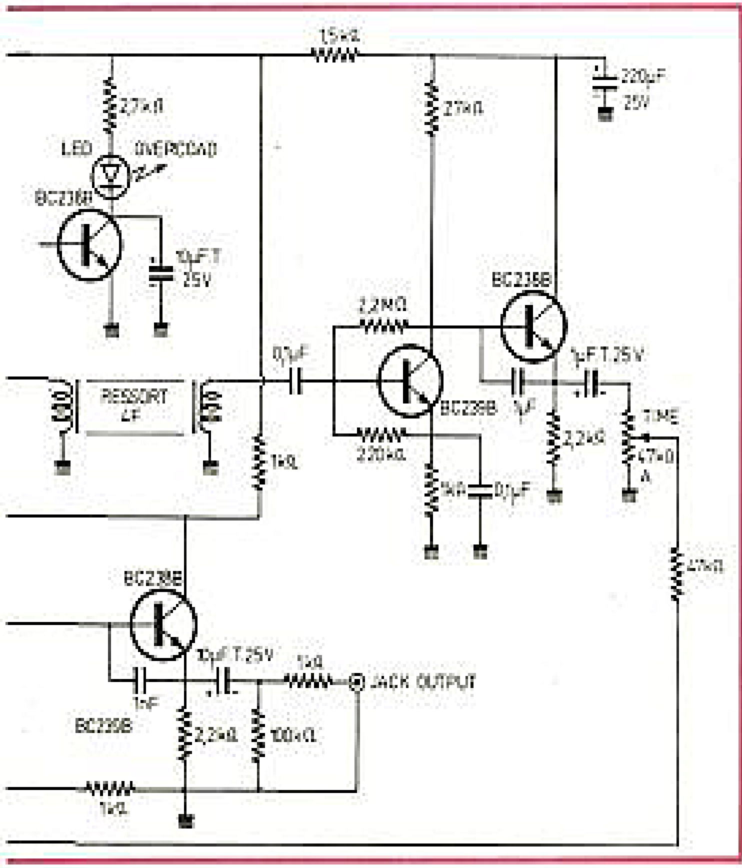
potentiomètres, deux diodes électroluminescentes et un interrupteur complètent cette façade. Les inscriptions de ce produit bien de chez nous sont rédigées dans une langue étrangère. Il est vrai que la ligne à ressort vient des Etats-Unis !

Fonctions

Deux entrées. La première, la plus sensible, a eu droit à une prise DIN ; elle est symétrique, un transformateur l'équipe. La prise jack est une entrée ligne ; les deux entrées sont commutables et non mélangeables. Le signal direct est envoyé vers la sortie, une partie est dirigée vers la ligne à retard. Un potentiomètre d'« intensity » dose le niveau. Si l'excitation est trop importante, une diode électroluminescente signale l'incident. Un second bouton, potentiomètre de volume, est installé en sortie de réverb ; il est repéré Time, c'est-à-dire durée de réverbération. Le signal direct peut être complètement mis hors circuit, un bouton de gain adapte « la réverb » à toutes sortes de signaux d'entrée.

Fig. 2

Fig. 3



Etude technique

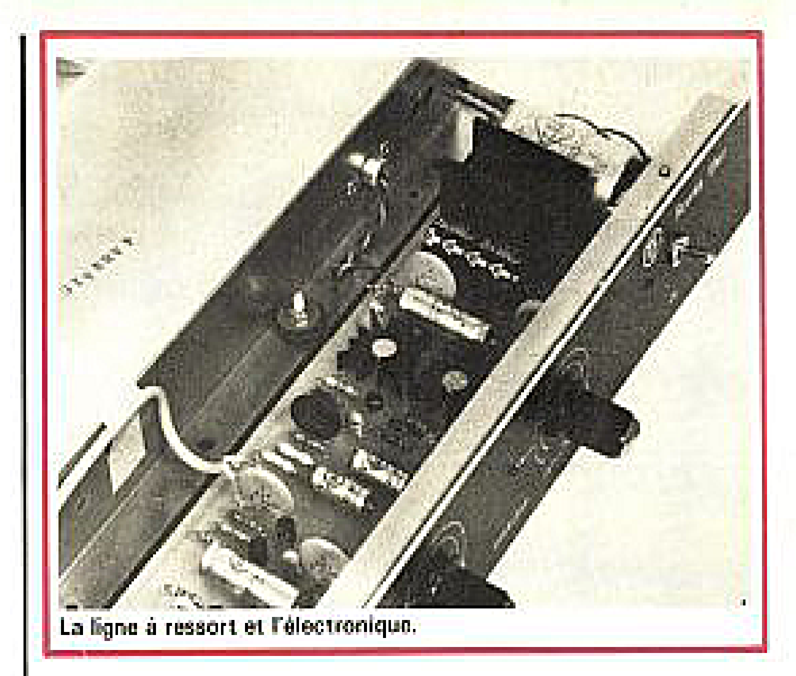
Deux parties pour le schéma. Une alimentation stabilisée associée à un circuit de protection contre les excès de courant. Le transistor de protection shunte les diodes zener. Les deux transistors de régulation sont en fait montés en collecteur commun ; on fixe la tension de base, celle d'émetteur suit.

Gros condensateur de filtrage en sortie.

Le second schéma est celui de l'électronique associée aux signaux audio. Entrée commutable soit sur le transfo soit sur le préamplificateur. Ce dernier utilise deux transistors complémentaires associés la liaison est directe. Le taux de contre-réaction est ajusté par un potentiomètre de 47 000 Ω. Un amplificateur de petite puissance attaque la ligne à retard. Sur cet amplificateur, on remarquera une contre-réaction non linéaire due à deux diodes ; cette contre-réaction introduit une légère diminution de gain pour les fortes amplitudes, elle ne concerne que les composantes alternatives. Aux fortes amplitudes, la résistance de 2,2 kΩ vient en parallèle sur celle de 1 200 Ω.

La courbe de réponse en fréquence de l'amplificateur d'attaque est modelée par le condensateur de 0,22 µF placé en parallèle sur la 560 Ω.

L'attaque de la ligne se fait en tension. En parallèle sur la sortie, nous avons un indicateur de crête. Le point de fonctionnement de la diode est ajusté par le potentiomètre de 10 kΩ.


La ligne à ressort et l'électronique.

Un préampli à faible bruit reçoit les tensions réverbérées. Ces tensions vont rejoindre l'entrée du préamplificateur de sortie.

Réalisation

La qualité mécanique de la réalisation est bonne, le châssis est cadmié et bichromaté, le circuit imprimé qui reçoit l'électronique est en verre époxy, le transformateur d'alimentation est installé sur le châssis. Montage très propre dans l'ensemble.

Mesures

Nous avons tracé la courbe de réponse de la ligne en ne considérant que la section réverbérante, ce qui s'obtient en éliminant le son direct. La mesure d'un système de réverbération est très complexe, nous sommes en présence de ce que l'on appelle un filtre en peigne : la courbe de réponse théorique est en effet une succession de creux et de bosses. Il suffit que la ligne entre en résonance pour que la tension de sortie soit amplifiée ou s'annule. Nous avons donc utilisé un système de son hululé, un générateur wobbulé de 20 Hz à 20 000 Hz avec superposition à la tension balayage d'une tension sinusoïdale à 4 Hz. Il n'y a donc pas à ce moment de possibilité de régime stationnaire. La courbe est celle que nous donnons sur la figure 3. Une bande passante un peu tourmentée tout de même. C'est normal.

La tension de sortie maximale est de + 15 dBm. Sur l'entrée micro, nous avons un gain total de la chaîne de 45,5 dB. Pour l'entrée ligne, le gain est de 30 dB. Il s'agit ici du gain de la section directe. Pour des raisons de régime stationnaire, il est difficile de mesurer un gain à une fréquence donnée.

Le bruit de fond, potentiomètres poussés au maximum, est de – 58 dBm, ce qui nous fait un rapport signal sur bruit de 73 dB pour la modulation de + 15 dBm, un niveau de modulation que l'on n'utilisera sans doute pas. Ce niveau constitue une réserve, une garde.

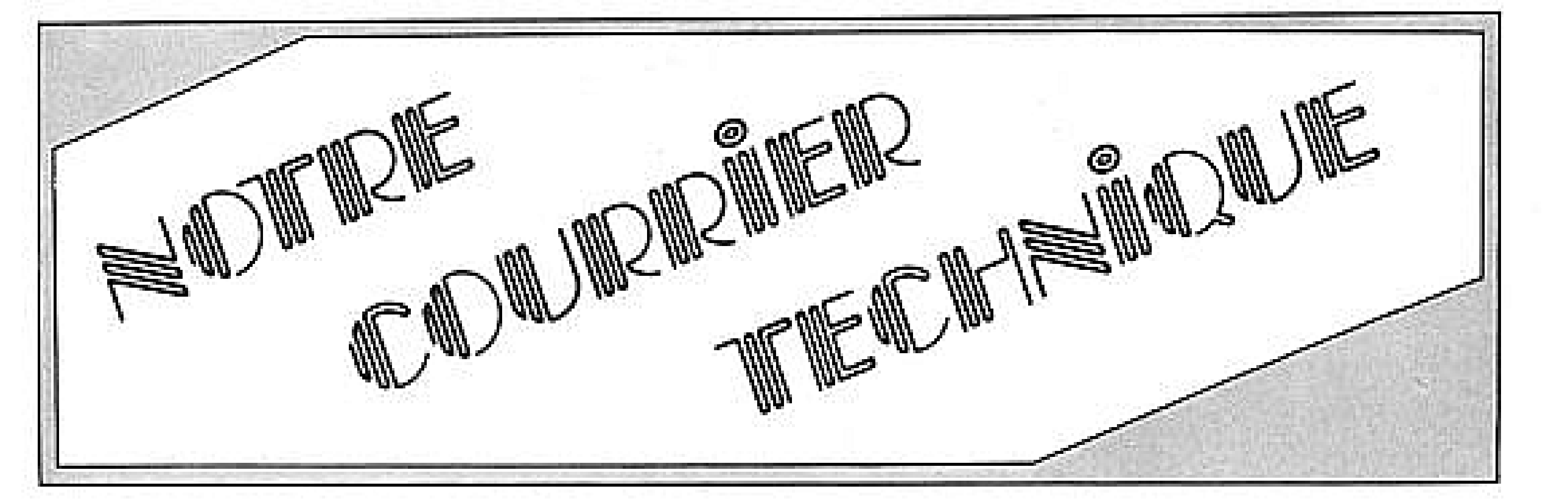
Pour les entrées, nous avons une garde de 25 dB.

De bonnes performances dans l'ensemble.

Conclusions

Un appareil pas trop encombrant, monophonique, simple à utiliser, dont on appréciera la présentation, le voyant de surcharge. Une réalisation qui reste dans le domaine du classique.

■



par R.-A. RAFFIN

RR – 11.47 : M. Raymond BUSSEUIL, 63-Clermond-Ferrand, nous demande des précisions concernant deux montages décrits dans Electronique Pratique N° 1611 : le feu follet électronique (page 69) et le chronomètre portatif (page 64).

Effectivement, ces deux montages comportaient des erreurs qui ont fait l'objet de rectificatifs publiés dans le N° 1620 d'Electronique Pratique(page 164) pour le premier, et dans le N° 1615 (page 157) pour le second. Veuillez donc vous y reporter.

A ce propos, lorsque nous publions un rectificatif (qu'il s'agisse du Haut-Parleur, de Electronique Pratique, ou de toute autre revue), nous nous permettons de donner le sage conseil à nos lecteurs de noter ou de reporter le rectificatif sur l'article auquel il se rapporte.

Même si cet article ne vous intéresse pas dans l'immédiat, il pourra peut-être vous intéresser dans quelques mois. A ce moment là, le petit travail que nous vous demandons portera ses fruits en vous évitant des erreurs, des hésitations, du courrier, des questions pour lesquelles on attend les réponses avec impatience, etc. Cela éviterait aussi des inutiles répétitions dans la présente rubrique.

●

RR – 12.01 : M. DE GREEF, 91 Vigneux-sur-Seine, nous demande :

1) Les caractéristiques des transistors BC 116, BF 167 et BF 173 ;

2) Quels sont les types de transistors « grand public » capables de monter à 500 MHz.

1) Caractéristiques maximales des transistors :
BC 116 : silicium PNP ; Pc = 300mW ; Vcb = 45 V ; Vce = 40 V ; Veb = 5 V ; h fe = 100 pour Ic = 10 mA et Vce = 1 V ; Ic = 600 mA et Ft = 200 MHz.
BC167 : silicium NPN ; Vcb = 40 V ; Pc = 130mW ; Vce = 30 V ; Veb = 4 V ; Ic = 25 mA ; h fe = 57 pour Ic = 4 mA et Vcb = 10 V ; Ft = 350 MHz.
BF 173 : silicium NPN ; Pc = 260 mW ; Vce = 25 V ; Veb = 4 V ; Ic = 25 mA ; h fe = 88 pour Ie = 7 mA et Vcb = 10 V ; Ft = 550 MHz.

2) Outre le type précédemment cité, à savoir BF 173, nous pouvons encore vous indiquer les types suivants BF 180, BF 181, BF 182, BF 183, BF 197, BF 199, BF 200, BF 480, BF 939, BF 967, BF 969, BF 979, etc...

L'utilisation en oscillateur UHF 500 MHz de ces transistors implique leur montage sur un circuit à ligne et à pseudo-cavité, montage que l'on rencontre notamment dans les tuners UHF de télévision dont vous pourriez vous inspirer pour une réalisation pratique. Il va sans dire que de tels montages présentent plus de difficultés d'ordre mécanique que d'ordre électronique.

●

RR – 12.02 : Un lecteur (pas de nom sur la lettre) de 42 Le Coteau nous demande :

1) les caractéristiques de la diode BY 114 et du triac SC 141 D ;

2) comment évaluer l'impédance de la bobine mobile d'un haut-parleur ;

3) le schéma d'un amplificateur BF à haute fidélité avec un étage de sortie push-pull à lampes EL 84.

4) des schémas de jeux vidéo à brancher sur un téléviseur.

1) Caractéristiques maximales :
BY 114 : diode redresseuse silicium, tension inverse de crête = 300 V ; intensité redressée = 1 A.
SC 141 D : triac 400 V 6 A ; gâchette = 2,5 V 50 mA.

2) Une approximation généralement suffisante est obtenue par le procédé suivant : on mesure la résistance en courant continu de la bobine mobile à l'aide d'un ohmmètre, puis on multiplie la lecture obtenue par 1,5. Ceci donne la valeur approximative de l'impédance à 1000 Hz.

3) Nous ne disposons plus de schéma de ce genre à l'heure actuelle. Il faudrait remonter à des anciens numéros du Haut-Parleur qui sont hélas épuisés.

4) Veuillez consulter nos articles publiés dans le Haut-Parleur numéros 1596 (page 127) et 1623 (page 176), ainsi que dans Electronique Pratique numéro 1597 (page 102).

●

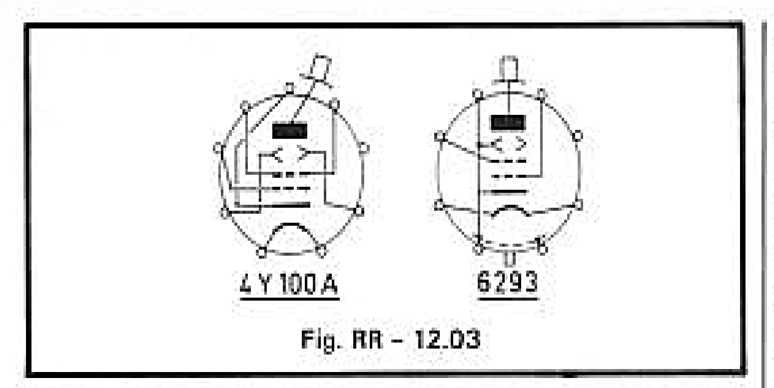


Fig. RR – 12.03

RR - 12.03 - F : M. MAREMERAN, 97 Le Gosier, Guadeloupe, nous demande :

1 les caractéristiques et le brochage des tubes 4 Y 100 et 6293 ;

2) où se procurer un filtre à quartz pour la construction d'un excitateur B.L.U. ;

3) la bande passante d'un filtre à quartz dont il nous soumet le schéma, ainsi que les fréquences des quartz utilisés.

1) Caractéristiques des tubes :

4Y 100 A : tétrode d'émission ; chauffage = 6,3 V 3,75 A ; Wa = 60 W ; Fmax = 60 MHz.

Amplificateur HF classe C téléphonie modulation plaque et écran :

Va = 600 V ; Vg1 = – 100 V ; Ia = 148 mA ; Rg2 = 10kΩ ; Wg1 = 0,47 W – HF ; Wo = 75 W – HF.

Aplificateur HF classe C télégraphie : Va = 750 ; Vg1 = – 100 V ; Vg2 = 300 V ; Ia = 195 mA ; Ig2 = 35 mA ; Ig1 = 6,4 mA ; Wg1 = 0,7 W – HF ; Wo = 110 W – HF.

6293 : tétrode d'émission pour fonctionnement en **impulsions** ; chauffage = 6,3 V 1,25 A ; Va = 3500 V ; Vg1 = – 300 V ; Vg2 = 500 V ; **Ia = 3 A crête** ; Ig2 = 750 mA **crête.**

Les brochages de ces deux tubes sont représentés sur la figure RR-12.03.

2) Vous pourriez consulter un revendeur tel que OMNITECH 82, rue de Clichy 75009 PARIS s'il s'agit d'un filtre à quartz à la fréquence courante (presque normalisée !) de 9 MHz. Dans le cas contraire, il faudrait questionner une firme spécialisée en piézoélectricité.

3) Votre filtre est centré sur 4,3 MHz avec une bande passante totale de 2 kHz.

●

RR - 12.04 : M. Robert SCHMITT 19, rue Ch. De Gaulle, Nilvange, 57240 Knutange-Nilvange recherche le schéma du téléviseur couleur de marque « EMO » Pal/Secam type B, châssis 2 016 148.

●

RR - 12.05 : M. F. BOUCHAT, à Marcinelle, Belgique nous demande la correspondance de différents transistors et circuits intégrés.

SFC 2204 : LM 204, µA 204, SN 52104.

L 120 : pas de correspondance indiquée dans nos documentations.

2N 1711 : BFY 46, BFY 68, BSY 54, BSY 71, BSX 45 – 16.

2N 4069 : pas de correspondance indiquée dans nos documentations.

2N 5294 : BD 441.

2N 5397 : pas de correspondance indiquée dans nos documentations.

40 361 : BSX 46 – 16.

●

RR - 12.06 : M. E. COURAUD à Eerbeek (Pays-Bas) désire connaître les conditions d'obtention de l'autorisation des P.T.T. pour une licence de radioamateur (taxes, législation, etc.).

Naturellement, nous pourrions vous renseigner sur les conditions et la législation actuellement en vigueur en France ; vous pourriez également trouver ces renseignements dans l'ouvrage « L'Émission et la Réception d'Amateur » (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

Cependant, nous pensons qu'il serait préférable que vous demandiez ces renseignements à l'administration des P.T.T. de votre pays (Pays-Bas).

●

RR - 12.07 : M. Roger LECLERCQ, 69008 Lyon, recherche les adresses de fabricants ou de revendeurs en France d'antennes 144 MHz omnidirectionnelles, polarisation horizontale, du type « turnstile » à 2 ou 4 étages (impédance 52 ou 75 Ω).

Écrire à la revue qui transmettra et d'ores et déjà nous remercions nos lecteurs pour leurs communications.

●

RR - 12.08 : M. Nicolas ANTONOFF, 42 Charlieu, nous demande les caractéristiques et le brochage de 15 circuits intégrés...

Votre demande représente un travail considérable et une place non moins considérable dans le cadre de cette rubrique. Dans des cas semblables, nous pensons que le lecteur a tout intérêt à acquérir un ouvrage spécialisé dans ce genre de renseignements.

Nous aurions aimé cependant vous donner satisfaction, mais nous n'avons pas pu le faire car la plupart des immatriculations que vous nous indiquez sont incomplètes. Il aurait fallu nous indiquer la ou les lettres du suffixe, lesquelles déterminent le type du boîtier du circuit intégré.

Prenons le cas par exemple du circuit intégré CD 4002 ; il peut être rencontré sous forme de quatre boîtiers différents. La précision apportée par le suffixe est donc nécessaire, car nous ne pouvons tout de même pas vous représenter ici tous les brochages susceptibles d'être rencontrés pour les 15 circuits intégrés cités !

●

RR - 12.09 : M. Pierre LUTZ, 62, Audruicq, nous demande conseil concernant des transformations qu'il se propose d'apporter dans l'utilisation d'un petit magnétophone à cassette.

1) Vous pouvez effectivement utiliser une petite enceinte close extérieure comportant un haut-parleur d'une impédance de 15 Ω (dans votre cas) et d'un diamètre de 21 cm ; vous pouvez également porter la capacité de liaison au haut-parleur à 1 000 ou 1 500 µF. Les résultats seront certainement meilleurs qu'avec le petit haut-parleur incorporé au magnétophone, mais ce pendant inférieurs si on les compare à ceux qui pourraient être obtenus en utilisant carrément un amplificateur Hi-Fi séparé.

2) Dans le dernier cas que nous venons d'évoquer, si votre magnétophone comporte une prise pour « amplifi-

cateur extérieur », c'est cette prise qu'il convient de relier à l'entrée de l'amplificateur Hi-Fi par l'intermédiaire d'un fil blindé (blindage relié à la masse).

Si votre magnétophone ne comporte pas de prise pour amplificateur extérieur, le prélèvement des signaux BF peut s'effectuer de la façon suivante : les deux fils aboutissant au haut-parleur incorporé sont déconnectés et le haut-parleur est remplacé par une résistance de 15 Ω : les signaux BF à amplifier sont prélevés aux bornes de cette résistance et appliqués à l'entrée de l'amplificateur Hi-Fi, comme précédemment par l'intermédiaire d'un fil blindé.

L'emploi d'une prise pour amplificateur extérieur est cependant préférable, car cette prise se situe généralement après le premier étage de lecture et on élimine ainsi toute la suite de l'amplificateur du magnétophone proprement dit, et donc les distorsions qui risquent de s'y produire.

●

RR – 12.10 : M. Dominique BERNARD, 69004 Lyon, sollicite nos conseils concernant des modifications qu'il se propose d'apporter à un tuner FM à circuits intégrés.

1) Il n'est pas possible d'adjoindre un indicateur d'accord à votre tuner FM... tout simplement parce que le circuit intégré comportant la démodulation des signaux FM ne présente pas une sortie pour l'utilisation d'un tel indicateur et parce qu'il n'est pas possible d'accéder aux connexions internes d'un circuit intégré.

2) La sortie de votre tuner est bien prévue pour l'attaque d'un décodeur stéréophonique et il n'y a pas à modifier la valeur du condensateur-shunt. Lorsque la désaccentuation est réellement effectuée à la sortie du démodulateur, le condensateur-shunt prend une valeur de l'ordre de 1 500 pF (au moins) et il convient alors, en effet, de réduire cette capacité lorsqu'on veut utiliser un décodeur stéréophonique à la suite.

●

RR – 12.11 : M. Jacques MOREAU, 14 Caen, désire connaître la puissance BF du transistor BD 142 en montage Darlington.

Il n'est pas possible de répondre à une question de ce genre... Cela dépend du transistor d'attaque, de la puissance du signal attaquant l'assemblage Darlington, de la tension d'alimentation, et bien entendu s'il s'agit d'un montage simple ou push-pull.

Nous ne pouvons que vous préciser la puissance totale dissipée maximale du transistor BD 142 ; elle est de 117 W. Mais cela n'a absolument rien à voir avec la puissance BF !

Equivalences : BD 130 et 2N 3055.

●

RR – 12.12 : M. Jean-Michel DONDT, 45, Orléans, nous soumet le schéma de construction d'un talky-walky et nous demande conseil à son sujet.

1) Le côté « froid » d'une bobine est celui qui aboutit à la masse, ou à une polarisation, ou à une alimentation. Par opposition, le côté « chaud » est celui qui aboutit à un couplage inter-étage, ou à une électrode de transistor (ou de lampe), ou à une antenne, etc.

2) Les condensateurs marqués + et – sont du type électrochimique ; les condensateurs comportant une flèche sont des ajustables (de préférence à air) ; tous les autres sont du type céramique ou mica.

3) Il est parfaitement possible d'utiliser un quartz de 27,12 MHz (au lieu de 28), le jeu des réglages permettant certainement l'accord sur cette nouvelle fréquence.

4) Choc HF : il s'agit d'une bobine d'arrêt comportant une cinquantaine de tours de fil de cuivre émaillé de 2 à 3/10 de mm de diamètre ; enroulement à spires jointives sur le corps d'une résistance de 1 W (10 kΩ, par exemple) servant de support (non critique).

5) La portée d'un tel appareil est de l'ordre du kilomètre maximum.

●

RR – 12.13 : M. Patrick LEBLOND, 75002 Paris, nous fait part de ses opinions personnelles concernant les amateurs (?) trafiquant sur la gamme 27 MHz.

Bien sûr, la bande 27 MHz – qu'il s'agisse de la gamme libre « Citizen Band » ou de la gamme des radiotéléphones – n'est pas attribuée aux radio amateurs, avec la définition bien précise de cette terminologie.

Nous aimerions surtout qu'il soit proposé et défini une appellation différente (et non pas « radioamateur ») pour tous ceux qui aiment et pratiquent la radio uniquement sur 27 MHz (pour les raisons que l'on sait) afin d'éviter toutes confusions. Mais comment pourrions-nous nommer ces amis ? (voir définition du mot « amateur » dans un dictionnaire).

●

RR – 12.14 : M. Marc FABRE, 29, Carhaix, nous demande conseil pour l'utilisation conjointe d'un magnétophone et d'un amplificateur BF.

Théoriquement, il ne devrait avoir aucun problème d'interconnexion entre votre amplificateur BF et votre magnétophone. En effet, en enregistrement, nous notons :
Entrée magnéto = 5 mV
Sortie ampli pour enregistrement = 50 mV.

C'est donc plus qu'il n'en faut !

En reproduction, nous notons :
Entrée ampli = 300 mV
Sortie magnéto pour lecture = 700 mV

Ici également, c'est plus qu'il n'en faut !

Comme par ailleurs, dans les deux cas, l'impédance réceptrice (entrée) est toujours plus élevée que l'impédance de la source, les conditions normales d'interconnexion et d'utilisation sont satisfaites. En conséquence, il pourrait peut-être s'agir de saturation (mais certainement pas d'un niveau insuffisant de signal) : le niveau normal requis pourrait alors être sans doute obtenu par le réglage des potentiomètres de gain.

Enfin, autre éventualité : les chiffres annoncés par votre document pour les niveaux d'entrée et de sortie sont fantaisistes et pas du tout conformes à la réalité ?

●

RR - 12.15 : M. Joseph CHEVENAY, 95, Cergy, nous demande conseil pour la « sonorisation » d'un projecteur de cinéma d'amateur.

Après étude du problème que vous avez à résoudre et compte tenu des têtes magnétiques incorporées au projecteur (enregistrement - lecture - effacement), nous pensons que la solution la plus simple et la plus rationnelle consisterait à utiliser un ou deux circuits intégrés, en l'occurrence le type TDA 1002 de la R.T.C. Vous bénéficierez ainsi d'une construction et d'un montage facile... et de faible encombrement.

Il ne resterait alors que la question de l'oscillateur HF de prémagnétisation, et éventuellement d'effacement (pour plus tard, comme vous le suggérez). Cela pourrait être résolu également par l'emploi d'un circuit intégré type TDA 1003 qui est un régulateur de vitesse et un circuit d'effacement/prémagnétisation ; seule la seconde fonction serait évidemment retenue. On pourrait aussi concevoir un oscillateur HF classique à transistors.

●

RR - 12.16 : M. René COMBE, 92, Bois-Colombes, souhaiterait recueillir notre avis sur la possibilité de construction d'un filtre BF éliminateur de bande.

Ce que vous souhaitez réaliser est un filtre BF éliminateur de bande à très haute sélectivité. Dans ce domaine, la plus forte sélectivité est obtenue avec le filtre en double T : malheureusement, il n'est pas possible d'obtenir une atténuation de 10 à 14 dB à 35 Hz... sans effet à 30 et 40 Hz (selon votre demande).

A titre indicatif, nous vous faisons part de mesures effectuées il y a quelques années sur un filtre en double T, crevasse centrée sur 50 Hz, atténuation de 30 dB : l'effet du filtre se faisait sentir d'une part à partir de 30 Hz, et d'autre part jusqu'à 70 Hz ! Encore que ces mesures avaient été faites sur un montage à lampes, donc filtre en double T presque pas amorti, alors qu'il l'aurait été nettement davantage s'il avait été intercalé dans un montage à transistors.

●

RR - 12.17 : M. Jean-Charles DELMAS, 21, Dijon, nous demande notre avis pour la remise en état d'un émetteur-récepteur VHF d'avion.

L'alimentation que vous vous proposez d'utiliser (avec son débit maximum de 1 ampère) ne convient absolument pas. Les émetteurs-récepteurs VHF utilisés sur les avions de tourisme sont alimentés sous 12 V et consomment environ 5 à 8 ampères en émission, dans le cas des appareils à lampes. L'alimentation que vous envisagez d'utiliser n'est pas modifiable et il serait bien préférable de construire totalement une autre alimentation convenable.

Votre lettre ne précise pas si la remise en état de cet émetteur-récepteur VHF correspond à une utilisation personnelle ou est destinée à aéro-club. Dans ce dernier cas, nous attirons votre attention sur le fait que pour être autorisé à dépanner les appareils émetteurs-récepteurs VHF de bord des avions (même légers de tourisme ou des planeurs), votre laboratoire doit être agréé par le S.T.N.A. (et les conditions sont sévères...).

●

RR - 12.18 : M. Henri DREVET, 05 Briançon, nous entretient de l'alimentation d'une pendule électronique en cas de coupure du courant du secteur.

La constitution d'une alimentation de secours, en cas de coupure du secteur, pour une pendule électronique n'est pas aussi simple que vous semblez le croire.

Tout d'abord, il serait extrêmement important que nous puissions consulter le schéma de constitututon de cette pendule.

A toutes fins utiles, nous vous indiquons les montages d'alimentation de secours pour horloge électronique 50 Hz qui ont été décrits dans nos diverses publications auxquelles nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

Radio-Plans Nº 341, page 36

Haut-Parleur numéros 1535 (page 286) et 1581 (page 92).

●

RR - 12.19 : M. André RODILLAT, 04, Sisteron, nous demande par quel transistor récent peut-on remplacer un transistor marqué OC 13 équipant le mouvement d'une pendulette électrique.

Dans le mouvement d'horlogerie en question, le transistor n'est utilisé que comme commutateur, ce qui signifie que de nombreux types de transistors devraient pouvoir convenir. Après essais, nous pouvons vous indiquer que des types tels que OC 76 ou AC 132 donnent toute satisfaction dans la fonction envisagée.

●

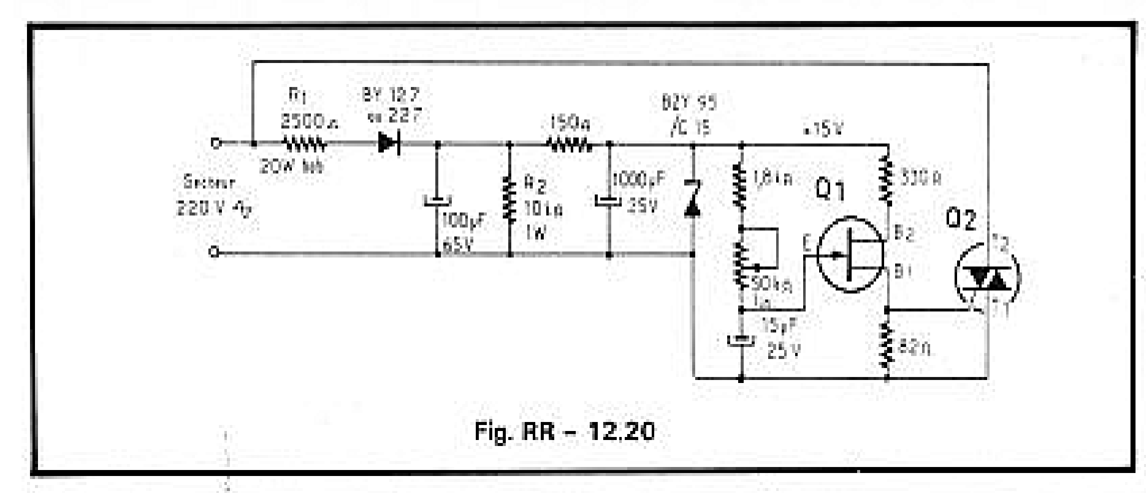


Fig. RR – 12.20

RR - 12.20-F : M. Jean-Pierre BOULAND, 77, Varreddes, possède un appareil à haute fréquence (à bobine de Ruhmkorff) destiné à soigner les rhumatismes. Cet appareil est alimenté par le secteur (220 V - 150 mA) et le trembleur est totalement détérioré. Notre correspondant nous demande le schéma d'un rupteur électronique susceptible de remplacer ce trembleur.

Le rupteur électronique que nous vous proposons est représenté sur la figure RR - 12.20.

Le rupteur électronique proprement dit est constitué par le triac Q2 intercalé dans l'alimentation secteur de la bobine.

Ce triac est commandé par sa gâchette par l'intermédiaire d'un transistor unijonction Q1 alimenté sous + 15 volts continus régulés par une diode Zener. La fréquence des oscillations de l'UJT, donc la fréquence du déclenchement du triac, peut s'ajuster par le réglage du potentiomètre du 50 Ω linéaire.

Q1 = UJT type 2 N 2646, ou 2N 2647, ou 2N 4870.
Q2 = triac type ESM 22 – 600 (SESCOSEM).

Notez également que l'alimentation à + 15 V peut être obtenue tout aussi bien en utilisant un petit transformateur abaisseur de tension (220 V / 18 V) dont le secondaire est relié directement à la diode BY 127 : dans ce cas, les résistances R_1 et R_2 qui dissipent beaucoup de chaleur sont à supprimer.

●

RR - 12.21 : M. Robert LASSEIGNE, 10, Romilly, nous pose différentes questions se rapportant aux circuits intégrés digitaux.

1) Manuels indiquant les connexions des brochages des circuits intégrés digitaux : veuillez consulter la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

2) Fonctions des circuits intégrés :
SN 74100 : mémoires « latch » 8 bits
SN 74170 : mémoire classeur quatre mots de 4 bits.
SN 74181 : unité arithmétique et logique.
SN 7481 : mémoire 16 bits.
SN 7483 : additionneur 4 bits.
SN 7485 : comparateurs 4 bits.

3) Lors de la génération de certains signaux pour la commande des circuits intégrés digitaux, ces signaux peuvent ne pas être rigoureusement purs et comporter des « clics » qui provoquent alors deux ou plusieurs déclenchements successifs du circuit logique (au lieu d'un seul) ; le rôle d'un circuit « anti-rebond » est généralement d'épurer le signal de commande afin d'éviter ce phénomène indésirable.

●

RR - 12.23 : M. Didier PEPIN, 38 Fontaine, nous demande :

1) comment augmenter la sensibilité d'un modulateur de lumière afin d'éviter de dispenser un volume sonore trop important pour obtenir son fonctionnement correct ;

2) le schéma d'un modulateur de lumière susceptible de fonctionner à partir de la sortie 300 mV « enregistrement » d'un amplificateur BF ;

3) les équivalences des transistors japonais 2SB 175 et 2SB 324.

1 Pour augmenter la sensibilité d'un modulateur de lumière, il suffit de prévoir à son entrée un étage auxiliaire d'amplification. Pour cela, nous vous demandons de bien vouloir vous reporter au montage proposé à la page 151 de notre N° 1308.

2) Concernant la commande d'un modulateur de lumière à partir d'un signal BF de très bas niveau, nous vous suggérons de vous reporter au montage qui a été décrit dans le N° 1510, page 78, d'Electronique Pratique. En réalité, ce montage a été étudié pour être attaqué à l'aide d'un microphone ; mais en supprimant le microphone, son entrée peut être soumise à tout signal BF de très bas niveau quelle qu'en soit l'origine.

3) Equivalences des transistors :
2SB 175 : AC 151 VI ; AC 125 ; AC 122.
2SB 324 : AC 152 VI.

●

RECTIFICATIFS

TUNER FM A AFFICHAGE DIGITAL

Grâce à la perspicacité de nos lecteurs, nous avons pu trouver les dernières erreurs, heureusement sans gravité, contenues dans les articles sur la réalisation d'un tuner FM à affichage digital. Nous les corrigeons ci-après en vous priant de bien vouloir nous excuser :

– Figure 30, Haut-Parleur nº 1614, page 163 : la liaison RAZ du MM 74C926 va à la broche 5 de IC_2 et non à la broche 3, comme indiqué par erreur. Le circuit imprimé est, par conséquent, exact.

– Figures 30, 71 et 72, Haut-Parleur nº 1623, page 241 : la résistance de liaison au + 5 V de la borne D de la bascule nº 1 (2,2 kΩ, fig. 30) a été remplacée (pour des commodités de dessin) par un court-circuit sur les figures 17 et 72 : ceci n'est pas une erreur et doit être câblé comme cela.

– Figures 42 et 43, Haut-Parleur nº 1614, page 168 : il manque une liaison, sur le circuit imprimé, entre l'ensemble 470 pF et 10 kΩ (en haut et à gauche de la figure 43) et la masse.

– Figure 46, Haut-Parleur nº 1618, page 228 : circuit imprimé du tronc commun. Un léger flou fait croire qu'il y a une liaison entre la patte 1 du 733 et la patte allant à la masse du 10 nF voisin. Il n'en est rien, la patte 1 est en l'air.

– Figure 72, Haut-Parleur nº 1623, page 241, le SN 7474 d'entrée, situé côté alimentation + 5 V, est représenté avec l'ergot du mauvais côté ; il faut retourner ce circuit.

– Par ailleurs, nous vous rappelons qu'un premier rectificatif a été publié page 320 du nº 1627.

– D'autre part, plusieurs lecteurs ont eu des problèmes avec l'ensemble tête HF + platine FI parce que leur self L 2 ne pouvait s'accorder sur 10,7 MHz ; ceci était dû au fait que le pot utilisé n'était pas un PFR 23 et que le nombre de spires indiqué n'était donc plus valable. Les pots PFR 23 de chez Isostat peuvent se trouver, par exemple, chez Beric.

C TAVERNIER

ALARME ANTIVOL TEMPORISEE

DANS cet article publié dans notre numéro 1629, nous avons omis d'indiquer dans la liste des composants le type des circuits intégrés utilisés ; il s'agit de CD 4011.

Nous prions nos lecteurs de bien vouloir nous excuser de cet oubli.

GENERATEUR FM MULTIPLEX

DANS notre numéro 1629, nous avons décrit la réalisation complète d'un générateur FM Multiplex. Quelques erreurs se sont glissées dans le texte et les dessins ; il faut lire :

– P_2 : valeur 5 kΩ comme indiqué figure 4 et non pas 1 kΩ comme indiqué figure 9.

– P_7 : valeur 1 kΩ (fig. 9).

– La diode zéner Z 5,6 V (fig. 10) a son anode du côté de la résistance de 470 Ω.

– Le schéma de principe et le plan du boîtier du modulateur V.H.F. sont indiqués ci-dessous.

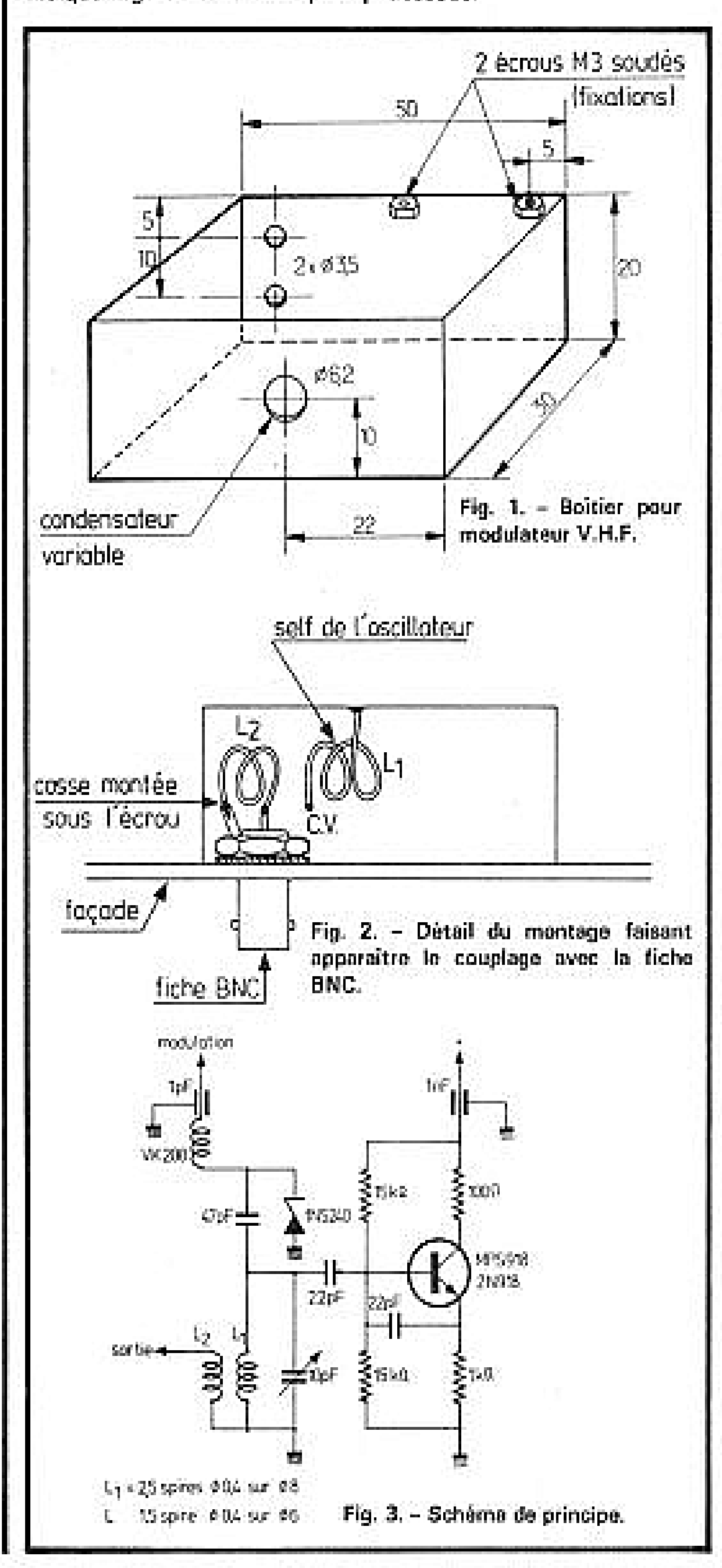
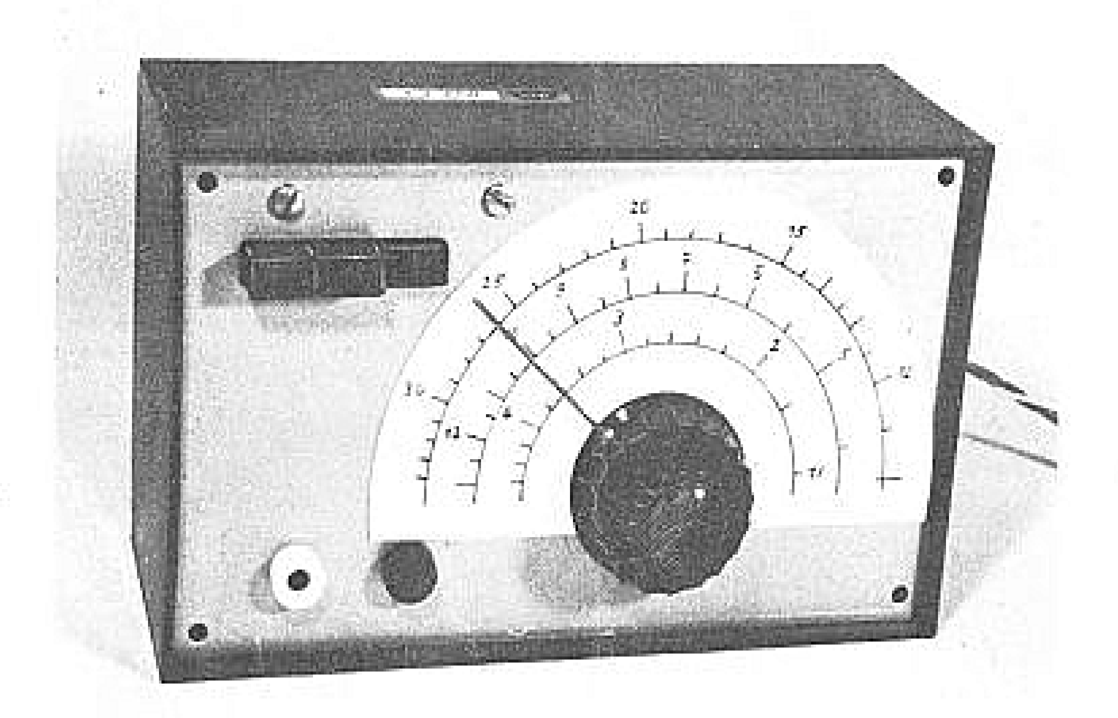


Fig. 1. – Boîtier pour modulateur V.H.F.

Fig. 2. – Détail du montage faisant apparaître le couplage avec la fiche BNC.

Fig. 3. – Schéma de principe.

REALISEZ CE PRESELECTEUR ONDES COURTES



LE client demanda les caractéristiques et les prix de quelques récepteurs à gammes d'ondes courtes, puis il en essaya deux. Le premier faisait entendre de nombreuses stations de radiodiffusion, entre 15 et 25 MHz, alors que l'autre, pourtant plus cher, était nettement plus silencieux sur ces fréquences.

Après avoir écouté et comparé, le client partit avec le second modèle, plus cher et pourtant moins « sensible ».

Pourquoi ?

La réception multiple

Etant donné la puissance actuelle des émetteurs d'ondes courtes, certains développant une tension de l'ordre de 100 mV dans une antenne de dimensions moyennes. Or, s'il n'est pas très soigné, l'étage d'entrée d'un récepteur ne peut amplifier de façon linéaire une tension aussi forte. Il crée des harmoniques, si bien qu'un émetteur puissant travaillant sur 6 MHz, peut également être reçu sur 12, 18 et 24 MHz. Ainsi, on reçoit des stations de radiodiffusion là où normalement il ne peut pas y en avoir. Inversement, des harmoniques de puissants émetteurs de télégraphie peuvent créer des perturbations dans une bande radiodiffusion ou d'amateurs. Et puisque ces harmoniques prennent naissance dans le premier étage du récepteur, aucune sélection ultérieure ne peut les atténuer.

Dans un récepteur peu soigné, on peut également avoir affaire à des harmoniques de l'oscillateur local, et à des phénomènes de réception sur fréquence « image ». En se limitant au fondamental (F) et aux harmoniques 2 et 3 (H2 et H3), le tableau ci-dessous montre toutes les combinaisons qui, du moins théoriquement, sont possibles dans le cas de la réception d'un émetteur de 6 MHz avec un récepteur travaillant sur une fréquence intermédiaire de 500 kHz.

Emetteur f (MHz)		Oscillateur f (MHz)		Réglage du récepteur (MHz)
F	6	F	5,5 6,5	5 6
H 2	12	F	11,5 12,5	11 12
H 3	18	F	17,5 18,5	17 18
F	6	H 2	5,5 6,5	2,25 2,75
H 2	12	H 2	11,5 12,5	5,25 5,75
H 3	18	H 2	17,5 18,5	8,25 8,75
F	6	H 3	5,5 6,5	1,33 1,67
H 2	12	H 3	11,5 12,5	3,33 3,67
H 3	18	H 3	17,5 18,5	5,33 6,67

D'après ce tableau, il serait donc possible de recevoir un même émetteur pour 18 réglages différents du récepteur, entre 1,33 et 18 MHz. Bien entendu, il sera rare, en pratique, qu'un récepteur soit suffisamment peu soigné pour se prêter effectivement à la totalité de ces 17 réceptions parasites. Mais à l'inverse, on conçoit jusqu'à quel point il devra être soigné, pour n'en recevoir aucune !

De plus, il y aura des émetteurs puissants ailleurs que sur 6 MHz, si bien que la possibilité de réceptions parasites existe à peu près sur toutes les fréquences. Et souvent, les perturbations les plus désagréables ne viennent ainsi non pas d'une station immédiatement voisine en fréquence, mais d'un émetteur qui travaille sur une fréquence totalement différente.

Schéma du présélecteur

Le remède aux réceptions multiples, c'est un présélecteur qu'on place entre l'antenne et l'entrée du récepteur. Il devra contenir un circuit de filtrage de bonne qualité qu'on accorde toujours sur la fréquence ou du moins sur la bande qu'on écoute. De plus, ce présélecteur doit contenir un élément amplificateur linéaire et admettant une tension d'entrée relativement forte. On utilise un MOSFET à double gate, d'ailleurs non pas pour amplifier beaucoup, mais essentiellement pour adapter le circuit de présélection à l'entrée du récepteur.

La figure 1 montre le schéma du présélecteur. Il comporte trois gammes d'ondes, de 1,6 à 4,4 MHz, de 4,3 à 13,4 MHz, et de 13,2 à 34 MHz. La commutation est effectuée par trois touches, et ce en court-circuitant tous les bobinages non utilisés. Les bobinages d'antenne sont conçus de façon que leur résonance ne tombe pas dans une gamme particulièrement peuplée d'émissions de forte puissance. Ainsi, on travaille avec une résonance d'antenne supérieure à la bande de réception dans le cas des gammes I et III, alors que cette résonance est inférieure pour la gamme centrale. On évite ainsi que la résonance d'antenne ne tombe ni dans la gamme de radiodiffusion « petites ondes », ni dans la région de 6 à 15 MHz.

Le transistor (types 40841, 40673, 3N 204 ou équivalents) travaille avec une résistance de source non découplée, et la contre-réaction ainsi obtenue linéarise son fonctionnement. Son gain reste faible, du fait de la valeur réduite de la résistance de charge, R_3. On évite ainsi toute surmodulation de l'entrée du récepteur. La liaison vers le récepteur pourra être effectuée par deux fils souples, d'une longueur maximale de 25 cm.

La tension d'alimentation peut être indifféremment de 9 ou de 12 V. Puisque le présélecteur ne consomme que 5 mA environ, on pourra le faire fonctionner sur la source d'alimentation du récepteur auquel il est destiné.

Réalisation

Pour qu'un circuit ondes courtes fonctionne correctement, on doit le réaliser avec des connexions courtes et à peu près rectilignes. La photo de la maquette montre que cet impératif peut conduire à une disposition peu conventionnelle des unités constituantes, et il est probable que toute amélioration d'ordre esthétique ne conduira qu'à un amoindrissement des performances.

Pour obéir à cet impératif de connexions courtes et rectilignes, sans aboutir à un câblage trop difficile, on a disposé face à face la plaquette des bobinages (plaquette en matière isolante) et le contacteur. Pour éviter toute interaction, la platine supportant le transistor se trouve relativement loin des bobinages, et la connexion se fait de façon qu'on passe par le condensateur variable avant d'arriver au transistor.

La platine imprimée (fig. 2) ne contient pas C 1 et C 2 qui sont à câbler directement, sur le contacteur et sur le condensateur variable. Pour ce dernier, on emploie un modèle à deux cages tout en n'utilisant que la plus grande (280 pF environ) de ces cages. En prin-

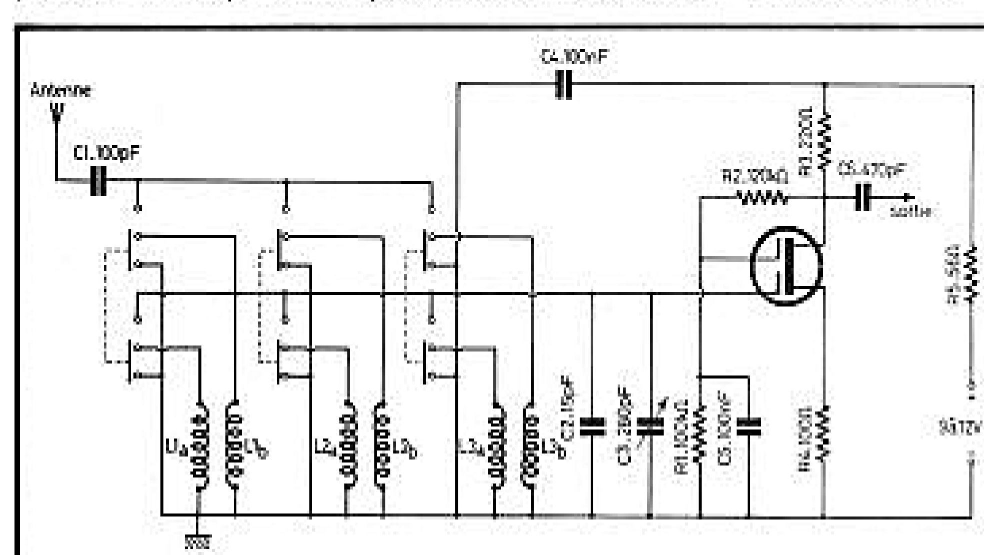


Fig. 1. - Couvrant de 1,6 à 34 MHz en trois gammes, le présélecteur est surtout destiné à pallier le phénomène des réceptions multiples qu'on observe avec certains récepteurs à gammes d'ondes courtes.

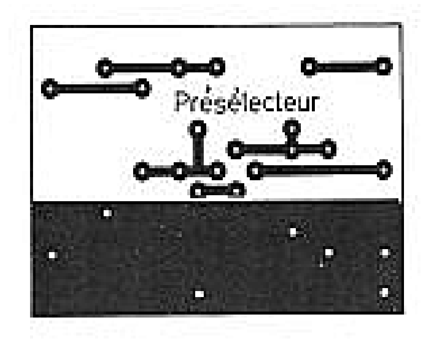
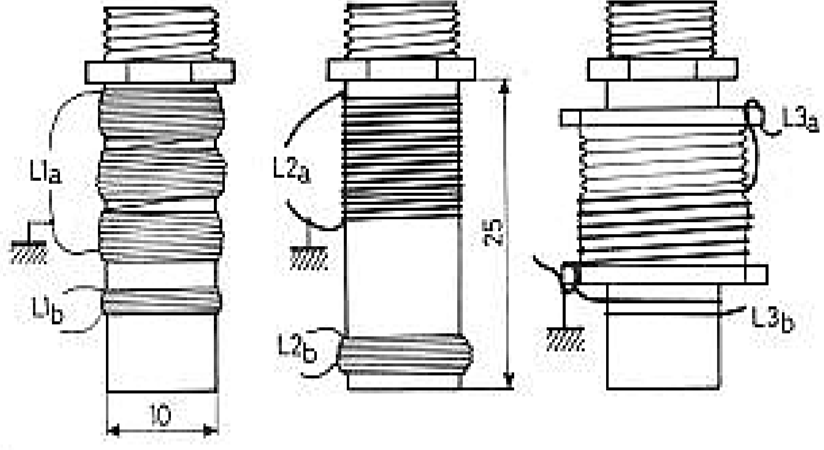


Fig. 2. - Plans de disposition et d'implantation pour le schéma de la figure 1.



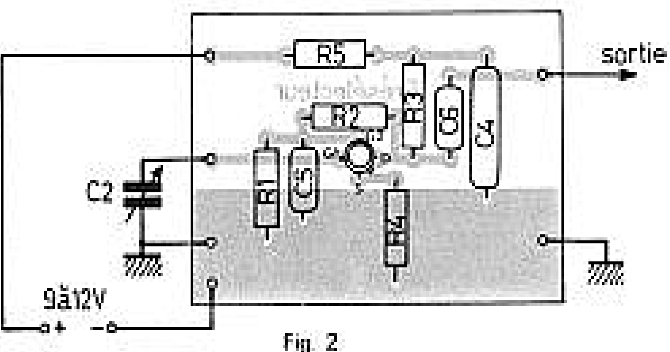


Fig. 3. - Réalisation des bobinages. Les gammes de présélection peuvent être déplacées vers les fréquences élevées lorsqu'on diminue le nombre de spires des enroulements accordés (a), et inversement.

cipe, tout modèle pour récepteur à transistors convient, mais on aura avantage à choisir un modèle dont l'isolement est soigné (stéatite ou autre céramique).

La figure 3 montre qu'on utilise, pour les bobinages, des mandrins de 10 x 25 mm. Ils doivent être munis de noyaux d'ajustage à l'aide desquels on pourra déplacer les trois gammes de façon à couvrir la plage de fréquences désirée avec un léger recouvrement entre gammes. Pour L3, on devra prévoir une carcasse de bobinage qu'on glisse et colle sur le mandrin. Les données des bobinages sont :

L 1a : 45 spires en fil divisé, 30 brins de 0,05 mm, en trois enroulements juxtaposés, chacun comportant 15 spires en partie superposées.

L 1b : 10 spires en fil divisé de 10 brins de 0,05 mm, enroulement à spires superposées d'une largeur de 3 mm environ, placé à 2 mm environ de l'extrémité « masse » de L 1a.

L 2a : 17 spires de fil émaillé de 0,35 mm environ, légèrement écartées, de façon à couvrir une longueur totale de 10 mm environ.

L 2b : 50 spires de fil guipé (deux fois soie) de 0,1 mm environ, enroulement à spires superposées d'une longueur de 4 mm environ, distant de 10 mm de l'extrémité « masse » de L 2a.

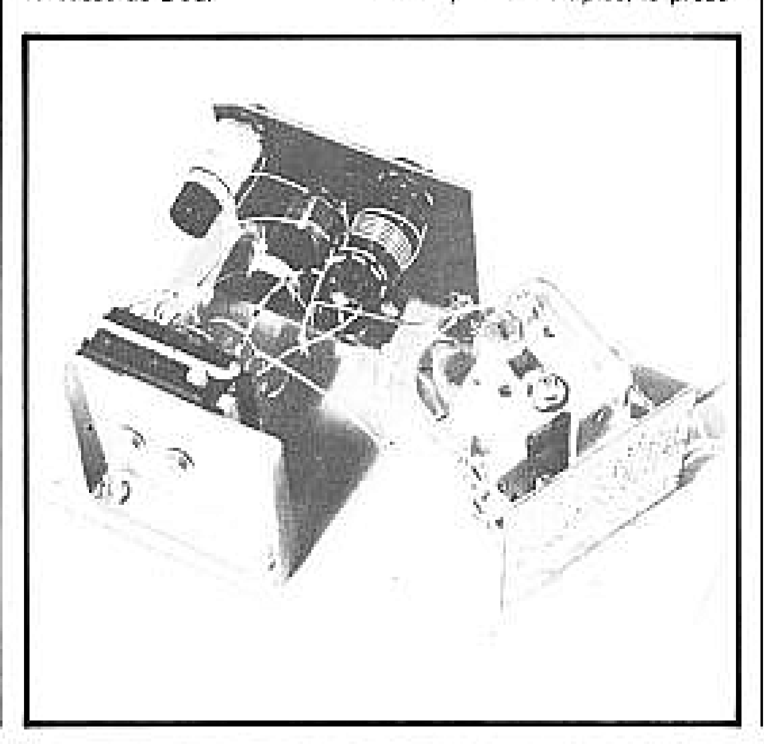
L 3a : 5,5 spires en fil nu de 0,8 mm, sur carcasse à sillons.

L 3b : 2 spires, fil nu ou isolé de 0,4 ou 0,5 mm, bobinées directement sur le mandrin, immédiatement à côté de la carcasse de L 3a.

Le montage devra être fait de façon qu'il y ait le moins possible de masses métalliques au voisinage des bobinages. Pour la même raison, on ne pourra utiliser, pour abriter le présélecteur, un boîtier métallique que si celui-ci est nettement plus grand que le boîtier isolant de la maquette, et qui est du type Teko P/3.

Dans le cas d'un récepteur particulièrement sensible aux réceptions multiples, le présélecteur ne pourra peut-être pas toujours les supprimer toutes. Il permettra, néanmoins, de se rendre compte si une réception donnée est « vraie » ou non. Si ce qu'on capte, par exemple, sur 12 MHz, se trouve bien sur 12 MHz, on aura le maximum de puissance d'écoute quand le présélecteur est également ajusté sur 12 MHz. Si, par contre, la réception devient maximale quand le présélecteur est accordé sur une fréquence nettement différente, on saura qu'il s'agit d'une réception parasite, et on pourra même localiser la fréquence de l'émetteur correspondant.

Le présélecteur sera surtout utile pour certains récepteurs, conçus pour antenne télescopique, et qui donnent, sur une vraie antenne, souvent une réception inutilisable du fait d'un surpeuplement aussi artificiel qu'anarchique de certaines bandes. Permettant un fonctionnement sur grande antenne, le présélecteur procure alors une augmentation de la sensibilité en même temps qu'une amélioration de la sélectivité.



H. SCHREIBER

L'ARGUS DE L'OCCASION DES MATERIELS ELECTRONIQUES

CONDITIONS GENERALES : les cotations qui vont suivre sont données à titre indicatif et n'engagent d'aucune façon la responsabilité du Haut-Parleur. La liste du matériel n'est pas exhaustive. Elle comporte les principales marques distribuées en France.
ETAT DU MATERIEL : les cotations concernent des appareils en parfait état de fonctionnement et d'aspect neuf.
GARANTIE : les appareils dont la garantie est en cours ont une plus-value de 15 % à considérer au moment de la transaction.
REPRISE : en cas de reprise ou d'achat, il y a lieu de diminuer le prix indiqué de 15 % pour charges et frais professionnels.

MATERIEL IMPORTE : les transactions sont indiquées pour du matériel importé officiellement et possédant le bon de garantie de l'importateur.
FABRICATION : les matériels ne se fabriquant plus ont une moins-value à considérer au moment de l'achat.
ANNEE : 1974 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1973 et le 30/9/1974. - 1975 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1974 et le 30/9/1975. - 1976 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1975 et le 30/9/1976. - 1977 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1976 et le 30/9/1977.

AMPLIS	1974	1975	1976	1977
ACCUPHASE				
P 250		3 500	3 600	3 800
PP 300		3 750	3 600	4 130
C 200		2 900	3 100	3 350
E 202		3 500	3 620	3 910
AKAI				
AA 5210		450	500	550
AA 5510		720	800	870
AA 5810		880	980	1 090
AA 5200	470			
AA 5500	640			
AA 5800	770			
AA 6000	600			
AM 2200			530	590
AM 2400			720	800
AM 2600			910	1 020
AM 2800			1 360	1 520
A S D				
400	1 980	2 200	2 450	2 720
300		880	960	1 070
60		1 660	1 850	2 060
410	1 500	1 670	1 860	2 070
B & O				
BEOLAB 1700	530	570	830	930
BRANDT ELECTRONIQUE				
A 2121			490	550
A 2831			610	680
BRAUN				
CSV 300	470	530		
CSV 500	800	890		
CSV 510		1 300	1 460	
B S T				
CA 30	160			
GW 30			260	250
IC 150			340	380
IC 300			450	480
CABASSE				
PAS 10 T	1 730	1 940	2 160	2 320
PAS 20 T	2 260	2 540	2 820	3 140
PAS 20 T 15	2 970	3 300	3 670	4 080
AM 50				1 910
AM 100				2 680
CAMBRIDGE				
P 40	670	740	820	920
CONTINENTAL EDISON				
PA 1457		1 200	1 440	1 600
PA 9511		600	710	890
PA 9606			1 100	1 320
PA 1456		400	500	550
DENON				
SA 3300			700	860
DUAL				
CV 20	220			
CV 60	490	540		
CV 80	700			

AMPLIS	1974	1975	1976	1977
CV 120	790	810	900	1 100
CV 121			1 060	1 170
CV 30	290			
CV 31	360	440	490	540
CV 61	530	589	655	750
CV 62				850
MV 61	320	350	390	430
ESART				
PA 15	390	430	480	
PA 20	410	440	500	
PA 30		540	620	
E 100	660	740		
E 150	730	820		
E 200		830	880	
E 250 S 2	890	990	1 100	1 230
E 250 SP	1 000	1 120	1 240	1 380
S 1	1 380		900	1 000
S 2			1 020	1 140
S 3			1 640	1 820
W 60		1 920	2 130	2 370
W 1000	2 050	2 280	2 530	2 800
FILSON				
AFM 2200			630	720
AFM 2300			820	900
AFM 2400			970	1 040
FRANK				
PRAM 215	660			
PRAM 222	730			
PRAM 230	800			
PRAM 240	1 160	1 290		
PRAM 235	1 040	1 160	1 290	1 430
PRAM 245	1 220	1 360	1 510	1 680
PRAM 260	1 520	1 690	1 880	2 090
HARMAN KARDON				
CITATION 11	1 870	2 080	2 310	2 570
CITATION 12	1 400	1 550	1 720	1 900
CITATION 15	3 380	3 760	4 180	5 000
A 401			590	770
A 402			1 770	1 970
HITACHI				
IA 600	850	940	1 020	1 140
IA 120	1 230	1 360		
HA 300			720	800
HA 410			860	960
HA 510			1 050	1 170
HA 610			1 510	1 680
HA 1100			2 040	2 260
KENWOOD				
KA 2002	300	340	380	420
KA 4002	350	390	430	480
KA 3004		350	390	440
KA 4004		440	590	650
KA 6004		840	940	1 000
KA 8004		990	1 100	1 230
KA 1400 B			650	730
KA 700 M				4 410
KA 700 C				3 150
LUXMAN				
SQ 707	520	580	640	

AMPLIS	1974	1975	1976	1977
SQ 700 X	660	730	820	
503 X	770	850	950	
505 X	1 060	1 180	1 300	
507	1 220	1 360	1 510	
L 80			1 600	1 730
L 85			3 000	3 250
L 504			1 400	1 600
L 100			5 800	6 520
L 80 V			1 600	1 700
L 309			3 400	3 660
L 30			980	1 020
MAC INTOSCH				
MA 6100	3 100	3 460	3 850	4 200
MARANTZ				
1030	450	550	610	
1040		630	710	
1060	570	650	730	800
1070				1 050
1120	1 770	1 970	2 190	2 500
1200	3 150	3 500	3 900	4 300
140				1 400
250	2 520	2 800	3 200	3 400
3200				1 100
3600				2 990
3800				4 640
MERLAUD				
STT 1515	330	360	410	450
STT 2025	540	600	670	830
STT 240	600	670	740	930
STT 4000	700	780	870	1 190
STT 6000	1 220	1 350	1 500	1 660
STT 3000				1 060
MONARCH				
82			450	510
88			640	720
888 H			790	880
8300 H			1 000	1 110
NIKKO				
TRM 500			730	810
TRM 600			920	1 000
TRM 800			1 370	1 530
NIVICO				
VN 300	630	700	780	
VN 500	720	800	890	
VN 700	1 030	1 140	1 270	
VN 900	1 810	2 010	2 230	
MCAV 7	830	930	1 030	
4 VN 550		860	950	
JAS 5				1 360
JAS 6				2 240
ONKYO				
A 7050	610	680	750	840
A 7055	750	860	950	1 060
A 7022	970	1 080	1 540	1 700
PATHE MARCONI				
PA 216	360	380	450	500
PA 306	970	970	1 080	1 200

AMPLIS	1974	1975	1976	1977
PHASE LINEAR				
400			3 120	3 400
700			4 980	5 530
4000			3 720	4 140
2000			1 530	1 700
PHILIPS				
RH 540				200
RH 590	300	330	370	
RH 591	380	420	470	530
RH 521	600	670	730	830
RH 520	490	550	610	680
RH 561			900	1 090
RH 580	150			
RH 550				950
RH 551				1 090
PIONEER				
SA 500 A	380			
SA 5200		410	450	
SA 5300			470	
SA 600	460			
SA 6200			630	700
SA 6300				780
SA 700	620	700		
SA 7100			990	1 100
SA 7300				1 180
SA 7500				1 800
SA 800	650			
SA 8100			1 530	1 700
SA 8500				2 280
SA 9100			2 150	2 400
SA 9500				2 470
SA 9900				3 500
SA 1000	1 890			
QUAD				
303	640	710	790	880
33 PA	680	760	850	940
405			1 500	1 600
RADIOLA				
RA 550		760	840	930
RA 561			1 200	1 340
RA 551			980	1 090
REVOX				
A 722		1 120	1 440	1 600
A 78	1 220	1 360		
A 78 MK II		1 720	1 910	2 120
ROTEL				
RA 211			300	340
RA 210	214	240	260	330
RA 310	381	420	470	580
RA 311			570	620
RA 611			690	1 020
RA 612				1 280
RA 810		980	1 090	1 370
RA 812				1 660
RA 1210		1 250	1 390	1 740
RA 1212				1 980
SAE				
MARK 30		1 015	1 150	1 330
MARK 31		1 150	1 200	1 590
MARK III C				5 420

AMPLIS	1974	1975	1976	1977
MARK III CM				6 790
MARK IX B				4 270
MARK XX IV				7 570
MARK XX V				11 700
MARK 1 M				5 460
MARK 1 B				6 860
SANSUI				
AU 101	390	490		
AU 222	470	520		
AU 555	670	740		
AU 666	900	1 000		
AU 888	1 110	1 200		
AU 999	1 240	1 370		
AU 505	690	750		
AU 4400			600	680
AU 2900			610	690
AU 3900			710	880
AU 4900			970	1 070
AU 5900			1 350	1 490
AU 6600			640	770
AU 8500			1 900	2 100
AU 9100			2 410	2 750
AU 7900			1 820	2 080
AU 9900			3 600	3 820
AU 11000			4 600	5 090
CA 3000			4 600	4 750
BA 3000			5 020	5 200
BA 5000			6 950	7 280
SANYO				
DCA 200			630	700
DCA 250			810	900
DCA 850			1 170	1 300
DCA 1100	1 390	1 550		
DCA 1400	666	743		
SCOTT				
235 S	310	350		
255 S	570	630		
490		1 630	1 810	2 010
236 S			460	520
A 416			670	730
A 426			790	880
A 436			950	1 060
A 406			500	610
SHARP-OPTONICA				
SM 1400				720
SM 3000				1 650
SM 4000				1 740
SM 511	540	600		
SHERWOOD				
S430				1 560
SEL 400				2 680
SONAB				
P 4000	1 260	1 400	1 560	1 730
SONY				
TA 1055	350	390	440	
TA 1066		560	530	
TA 1010	400			
TA 1060	580			

	1974	1975	1976	1977
TA 1140	910	1 010	1 120	
TA 1130	1 250	1 390	1 550	
TA 1150	720	800	880	
TA 88		490	540	590
TA 1630		520	580	640
TA 2650			850	940
TA 3650			1 270	1 410
TA 4650			1 330	1 480
TA 5650			1 840	2 230
TA 8650			5 150	5 720
TA 3140			740	820
TA 3130			900	1 000
TA 3200			1 390	1 540
TAN 5550			1 440	1 600
TAN 6550			4 220	4 690
TA 8250			4 550	5 060
TA 2000			2 570	2 860
TAE 5450			1 440	1 600
TAE 8450			5 310	5 900
TECHNICS				
SU 3200		800	900	1 020
SU 3500	960	1 000	1 110	1 250
SU 3150		560	630	720
SU 7200			540	610
SU 7600			690	770
SU 8200			1 320	1 470
SE 9200			1 690	1 880
SU 9600				3 090
SE 9600				4 450
SU 8600				1 930
TELETON				
SAQ 408	320	350	390	440
A 300	380	430	480	530
A 400	430	480	530	590
GA 203	430	480	530	590
TOSHIBA				
SB 300	610	680		
SB 220				830
SB 424				1 190
SB 500	1 210	1 340	1 490	1 660
SB 2500	1 020	1 140	1 260	1 410
VOXSON				
H 202	270			
H 302	310	350	410	450
H 305			680	770
YAMAHA				
CA 500	770	860		
CA 700	1 120	1 250		
CA 400			1 050	1 170
CA 600			1 390	1 540
CA 800			1 790	1 990
CA 1000			2 540	2 820

AMPLI-TUNERS	1974	1975	1976	1977
AIWA				
TPR 2001	1 070			
TPR 4001		1 510	1 600	
TPR 3010		1 350	1 420	
TPR 3020		1 390	1 400	
AX 7500			1 750	1 900
AKAI				
AA 6600	460			
930 L	940			
980 L	1 000			
910 DB	910	1 020		
920	760	850		
930	840	940		
940	910	1 010		
980	1 140	1 380		
AA 1020 L			910	1 020
AA 1030 L			1 040	1 200
AA 1040			1 130	1 300
AA 1050			1 200	1 400
AA 1060			2 160	2 300
AS 180				4 500
B & O				
BEOMASTER 901	900	1 140	1 260	1 380
BEOMASTER 1000	760			
BEOMASTER 1001	850	960	1 130	1 240
BEOMASTER 1200	1 050			
BEOMASTER 1600				
BEOMASTER 2000			2 200	2 400
BEOMASTER 3000-2	1 500	1 700	2 000	2 200
BEOMASTER 4000	2 100	2 400	2 700	2 970
BEOMASTER 1100				1 360
B.A.S.F.				
8425				1 540
8442				2 170
BRANDT ELECTRONIQUE				
AT 2271			910	1 020
AT 2331			1 030	1 100
BRAUN				
REGIE 510	1 630	1 800	2 000	
REGIE 308		1 320	1 410	1 530
REGIE 450				1 920
REGIE 520				3 330
CES 1020		2 340	2 600	2 900
CEQ 1020		1 890	2 060	2 320
B S T				
CAT 40	240			
CAT 60	300			
IC 512				740
CONTINENTAL EDISON				
AT 9726				900
AT 9521				1 220
AT 9727				1 220
AT 9522				1 460
AT 9728				1 430
AT 9524				1 360
AT 9525				2 780
DUAL				
CR 40	550			
CR 50	590			
CR 60		700	810	
CR 61		820	910	1 200
CR 220				1 300
CR 230				1 700
CR 120				3 610
ESART				
PAT 20	1 010	1 120	1 250	1 400
PAT 30	1 100	1 230	1 380	1 560
S 150	1 520	1 690	1 880	2 090
S 200	1 310	1 460	1 620	1 800
S 50				2 120
FISHER				
202	900	1 030	1 170	1 310
505	1 570	1 740	1 540	2 220
431	1 770	1 960	2 150	2 530
390	1 130	1 010	1 170	1 260
501	2 050	2 310	2 590	
GOODMANS				
MODULE 80	870	970	1 080	1 200
ONE TEN	930	1 020	1 150	1 300
3000 E	600			
ONE TWENTY			1 520	1 740
GRUNDIG				
RTV 501, av. 2 enc.	390	412		
RTV 701, 2 x 10 W	420	550		
RTV 800, 2 x 30 W	540	750		
RTV 900 A, 2 x 40 W	906	1 095		
RTV 821			924	1 050
RTV 921			1 070	1 270
RTV 200				1 165
RTV 1020			1 600	1 830
RTV 1040			2 150	2 390
HARMAN KARDON				
330	950	1 070	1 170	1 270
630	1 420	1 580	1 750	1 900
75 +	1 880	2 091	2 300	2 600
930		2 160	2 420	3 050
430			1 480	1 650
800			2 390	2 260
730			2 050	2 280
HITACHI				
SR 3400	1 050	1 170	1 450	
SR 5400	1 169	1 299	1 620	
SR 700	1 415	1 570	1 960	
SR 600	1 570	1 745	2 180	
SR 1100	2 050	2 250	2 850	
SMR 5240				1 560
SMR 7240				1 850
SR 302 L				550
SR 502 L				1 010
SR 6100				960
KENWOOD				
KR 1400		730	820	910
KR 2400		770	860	950
KR 3400		850	950	1 050
KR 4400		910	1 020	1 130
KR 5400		1 110	1 240	1 380
KR 6400		1 210	1 340	1 490
KR 7400		1 300	1 450	1 610
KR 2300	610			
KR 3200	660	730	820	910
KR 4200	740	820	910	
KR 4050	540	600	670	750
KR 5200	850	950	1 060	
KR 6200	960	1 080	1 210	
KR 4300	760			
KR 2200	590	650		
KR 5340		1 470	1 640	1 820
KR 2600				830
KR 3600				1 560
KR 4600				1 790
KR 9400				4 290
LUXMAN				
FO 900	2 100	2 400		
R 800		1 430	1 590	1 770
R 820			2 150	2 390
R 600				1 800
R 1500		3 290	3 660	4 060
MARANTZ				
27	1 500	1 690		
29	850			
2215	990	1 100		
2015	990	1 100	1 230	1 370
2220	1 300	1 400	1 560	1 740
2230	1 415	1 720	1 910	2 120
2245	1 830	2 130	2 360	2 620
2270	2 100	2 490	2 760	3 070
15	4 530	5 070		
4230	1 440	1 610	1 770	2 090
4220	1 230	1 400	1 510	1 990
4240		2 830	3 150	3 700
4270		3 470	3 660	4 540
4300		4 730	5 260	6 190
4400				7 100
2325				4 960
MERLAUD				
ATS 215	680	750	690	920
NIKKO				
STA 5050			1 100	1 230
STA 7070			1 380	1 490
STA 8080			1 450	1 600
STA 9090			1 890	2 100
NIVICO				
5521	1 160	1 250	1 410	1 570
5500	800	890		
5001	1 220	1 350		
5010	1 080	1 200		
5002	1 440	1 600	1 780	
5010 L	1 280	1 420	1 420	
5030	1 720	1 910	2 240	
5040	2 090	2 320	2 730	
5505 L		890	990	1 100
5515 L		1 140	1 270	1 410
5525 L		1 430	1 590	1 760
4 MM 1000				1 360
5535		1 730	1 890	2 100
S 100				1 600
S 200				2 270
S 300				2 550
ONKYO				
TX 220			1 020	1 140
TX 330			1 240	1 380
TX 440			1 400	1 560
TX 560			1 590	1 770
TX 666			1 860	2 070
PATHÉ MARCONI				
AT 15		770	850	1 010
AT 235			1 100	1 240
PHILIPS				
RH 781	540	680		
RH 743				710
RH 742				1 010
RH 702				1 530
RH 712	690	770	860	1 010
RH 814		850	950	1 190
RH 734		730	780	870
RH 741 (av. enc.)		670	750	830
RH 720				1 560
RH 732			1 450	1 620
RH 762				1 440
RH 832				3 360
RH 851				1 800
RH 831				3 695
PIONEER				
LX 440	860	940		
SX 434		1 000	1 110	1 230
LX 424		1 040	1 160	1 290
SX 525	940	1 040		
SX 535		1 250	1 390	1 550
SX 5530				1 370
SX 7730				2 060
LX 626			1 910	2 120
SX 737			2 040	2 270
LX 828	980	1 100	1 240	
SX 939		2 260	2 510	2 790
SX 9930				2 790
SX 1010		3 330	3 710	4 120
SX 450				1 350
SX 550				1 870
SX 650				2 260
SX 750				2 580
SX 850				3 760
SX 950				4 210
SX 1050				4 391
SX 1250				6 350
SABA				
9050	540			
9060	800	890		
9080	880	960		
9070				1 440
9090				1 670
9100		1 450	1 590	1 750
9120		1 610	1 790	1 960
9200				2 940
9280				4 440
MEERSBURG	690	770	850	950
KONSTANZ			690	770
FREIBURG		1 840	2 050	
SANSUI				
300 L	800	900	1 000	
350	870	1 140	1 420	
2000	1 250	1 400	1 540	2 060
5000 A	1 480	1 640	1 930	2 420
250	990	1 100		
800 L	510	640		
551			1 170	1 300
661			1 380	1 540
771			1 750	1 960
SIX			2 390	
EIGHT	2 500	2 760	3 480	
331			530	1 100
881			2 470	2 900
8080				3 450
9090				3 800
7070				2 800
SANYO				
DCX 2500	780	790	880	1 040
DCX 2300	800	890	990	1 070
DCX 3000	1 030	1 150	1 270	1 400
DCX 3300	1 510	1 680	1 870	2 200
DCX 6000	1 190	1 330	1 480	1 690
DCX 8000	1 400	1 560	1 730	1 940
SCHAUB LORENZ				
3500	600	900	1 000	
4500	1 040	1 100	1 200	
5500	1 180	1 320	1 550	
6000			1 110	1 230
3501				1 150
5501				1 650
4501				1 300
3600				1 470
3900				2 200
5600				2 200
5800				2 560
5900				2 940
4900				3 040
SCOTT				
635 S	800			
637 S	940			
R 31 S		940	1 050	
R 34		750	830	
R 36		1 040	1 160	
R 74		1 770	1 970	2 190
R 75		2 050	2 270	2 530
R 77		2 250	2 510	2 790
306 L				1 050
316 L				1 150
326 L				1 430
336				1 920
SHARP				
SA 595		700	850	960
SHERWOOD				
7010				1 020
7110				1 470
7210				1 710
7310				1 860
7900				2 700
8900				2 560
SONAB				
R 4000/1	1 250			
R 4000/2		2 020	2 250	
R 4000/3				2 460
R 3000		1 500	1 670	1 870
SONY				
STR 6036	850	970	1 080	1 270
STR 6046	1 190	1 330	1 470	1 640
STR 7055	1 440	1 660	1 780	2 090
STR 6055	1 270	1 410	1 570	1 850
STR 6065	1 920	2 130	2 370	2 790
STR 6200		3 240	3 620	4 490
STR 150 L		500	550	690
STR 700		900	1 000	1 180
STR 7025 L			1 150	1 280
STR 7035				1 540
STR 4800				1 560
STR 5800				2 060
STR 6800				2 540
TANDBERG				
TR 200	780	870	970	
TR 1000	1 300	1 450	1 600	
TR 1040		1 740	1 940	
TR 2025				1 960
TR 2055			2 500	2 640
TR 2075			3 750	4 140
HULDRA 10			2 080	2 300
SS 12				1 630
TECHNICS				
SA 4200	850	960		
SA 4400	880	1 020		
SA 5850	970	1 020		
SA 5350				1 280
SA 5390				1 440
SA 5110				960
SA 5150				1 050
SA 5160				1 290
SA 5250				1 420
SA 6500	1 720	1 830		
SA 6000				2 320
SA 5550				2 060
SA 5450				2 020
SA 5550				2 290
TELEFUNKEN				
CONCERTO 4040	700	800	980	
HYMNUS 5050	910	1 190	1 330	
OPUS 6060		1 400	1 550	1 940
4530			1 310	1 620

	1974	1975	1976	1977
2020			680	870
CONCERTINO 3500			680	970
OPUS 7050				2 150
TRX 2000				5 990
TELETON				
TFS 70			1 350	1 500
TFS 60			1 510	1 660
TOSHIBA				
SA 220 L			800	690
SA 300 L	780	870	970	1 070
SA 320 L	820	910	1 020	1 130
SA 304	1 000	1 120	1 230	1 370
SA 420			1 340	1 490
SA 500	1 280	1 420	1 580	1 750
SA 520			1 600	1 780
SA 504	1 790	1 990	2 200	2 460
SA 620			2 300	2 530
SA 514				3 780
HRISON				
HR 213	450			
HR 313		650	720	810
YAMAHA				
CR 200	780	860	960	1 070
CR 400	1 010	1 120	1 250	1 390
CR 450	1 140	1 270	1 410	1 570
CR 510 LS	1 130	1 260	1 400	1 560
CR 600	1 760	1 940	2 150	2 280
CR 800	2 130	2 370	2 630	2 930
CR 1000	2 850	3 160	3 520	3 910

TUNERS	1974	1975	1976	1977
AKAI				
AT 550	550	590	640	
AT 580	750	600	930	
AT 2200				1 100
ASD				
420		1 750	1 940	2 160
B & O				
1700	720	800	900	1 080
BARENE				
TR 75			820	910
BRANDT ELECTRONIQUE				
1 901			640	700
BRAUN				
CE 501	1 000			
CE 250	630			
CE 250/1	730	600	930	
CE 1020				1 480
MST				
IC 302			320	400
DUAL				
CT 16	560	730		
CT 19			1 140	1 270
CT 110				870
CT 8	360	460	540	
ESART				
S 12 C	480	510	560	
S 25 C	640	720	830	
S 30			1 730	
CAISSON FM	810	900	1 000	1 130
TUNER S				1 220
TUNER AM-FM			1 420	1 580
FILSON				
TS 5	760	850	940	1 050
TS 8	850	950	1 050	1 160
FRANCE ELECTRONIQUE				
HF 100		500	560	700
HARMAN KARDON				
CIT 15	1 760	1 960	2 170	2 410
HITACHI				
FT 300			630	700
FT 520			850	950
FT 920				1 140

	1974	1975	1976	1977
KENWOOD				
KT 2001		540	610	690
KT 4005		550	1 050	1 120
KT 3300				680
KT 1400			640	720
LEAK				
2300			860	950
LEEP				
T 101				930
LUXMAN				
WL 717	460	510	570	640
WL 550		1 840	1 830	2 030
T 33				1 050
T 88				1 920
T 110				2 830
TS 550				2 020
MARANTZ				
20	2 600			
23	1 100			
104		750	840	930
105		700	780	870
115		890	990	1 100
115 B		1 150	1 290	1 350
112		840	930	1 030
125		1 220	1 360	1 510
150			2 620	2 910
MERLAUD				
TM 204	810			
MONARCH				
88 X				680
808 X				860
NIKKO				
FAM 220			620	710
FAM 500			640	940
FAM 800				1 170
NIVICO				
VT 500	570	640	710	790
VT 700	830	920	1 030	1 140
VT 900	1 090	1 210	1 350	1 620
ONKYO				
T 4055				1 140
PHILIPS				
RH 540	410	460	520	570
RH 651	890	990	1 100	1 220
RH 752				1 700
PIONEER				
TX 500	360			
TX 6200	380	430	490	540
TX 7100	530	560	610	680
TX 8100	1 000	1 180	1 300	
TX 9100	1 410	1 620	1 730	
TX 5300				780
TX 7500				1 180
TX 9500				2 110
GT 45				550
QUAD				
FM 3	690	770	860	960
RADIOLA				
RA 621	610	680	750	840
RA 640		610	680	760
RA 651		1 150	1 280	1 430
REVOX				
A 76	1 530	1 700	1 890	2 100
A 720	4 030	4 470	4 970	5 530
ROGERS				
RAVENSBRUK			550	620
PANTHERA			970	1 080
ROTEL				
RT 624				1 290
RT 824				1 510
SABA				
TS 80	560	640	770	920
SAE				
MARK VI		4 130	4 590	5 100

	1974	1975	1976	1977
SANSUI				
TU 777	800	340	1 000	1 160
TU 666	770	860	980	1 050
TU 505	490	550	610	680
TU 4400	580	640	710	790
TU 7500	1 090	1 210	1 380	
TU 9000	1 930	2 100	2 400	
TU 3900				1 020
TU 5900				1 400
TU 7900				1 650
TU 9900				3 270
SANYO				
FMT 1400	720	800	890	1 170
FMT 1200	860	960	1 070	1 340
FMT 1100			1 120	1 250
SCOTT				
T 311	590			
431	910	1 060		
516				720
526				860
T 33 S	2 650	2 940	3 270	3 640
SHARP				
ST 1400				640
ST 3000				1 460
SONY				
ST 88 L	460	520	580	640
ST 5055 L	870	970	1 080	1 150
ST 5140	930	1 040	1 170	1 290
ST 5600	610	680	750	840
ST 5130		1 520	1 710	2 190
ST 2950			870	960
ST 3950			1 210	1 350
ST 4950			1 330	1 480
ST 5950				2 190
SUPERSCOPE				
T 210	400	440	500	540
T 220		620	710	800
TECHNICS				
ST 3100	580	650		
ST 3400	660	750		
ST 3600	910	1 020		
ST 3150			720	800
ST 3500			950	1 060
ST 7200			680	760
ST 7600			770	860
TELETON				
GT 202	380	420	470	520
T 300			530	590
GT 203	430	480	530	590
TOSHIBA				
ST 500	870	910	1 080	1 200
ST 220		620	690	770
ST 910				6 640
YAMAHA				
CT 400	690	770	860	960
CT 600	950	1 060	1 180	1 310
CT 800	1 270	1 360	1 510	1 680
CT 7000	3 960	4 400	4 850	5 400

ENCEINTES	1974	1975	1976	1977
3 A				
ARIA	300	340	370	420
ARIA II	350	390	440	490
ALLEGRETO		480	540	600
ADAGIO	690	770	860	960
ARIOSO	760	850	980	1 020
ARIOSO MONITOR		990	1 120	1 600
AUBADE	800	890	990	1 110
ANDANTE 40		940	1 000	1 570
ANDANTE 60	900	1 000	1 130	1 230
ANDANTE MASTER			1 680	1 930
ACOUSTIC RESEARCH				
AR7 NOYER	290	300	320	350
AR4x PIN	270	310		
AR4x NOYER	330	370		
AR4xA PIN			420	460
AR4xA NOYER			450	500

	1974	1975	1976	1977
AR6 NOYER	410	460	510	570
AR2 NOYER	540	610		
AR2Ax NOYER	580	660	740	840
AR3A NOYER	920	1 030	1 150	1 200
AR LST	3 030	3 370	3 740	4 160
AR5 PIN			930	1 030
AR5 NOYER			1 000	1 130
AR11				1 920
AR12				1 330
AR14				960
AR16				670
AR10 M				2 340
AKAI (PAIRE)				
SW 30	200	240	250	
SW 35	290	340	380	430
SW 120 A	570	630		
SW 125	760	850	880	
SW 155	850	940	1 050	
SA 800		580	650	720
SA 1000		930	1 040	1 150
SA 1200		1 170	1 300	1 440
ALTEC LANSING				
MODELE UN		580	640	710
MODELE TROIS		760	850	940
MODELE CINQ		1 090	1 210	1 340
MODELE SEPT		1 370	1 520	1 690
MODELE NEUF		1 810	2 010	2 240
SANTANA	1 610	1 760	1 980	2 200
VALENCIA	2 760	3 060	3 400	3 780
SANTIAGO	3 050	3 390	3 770	4 190
BARCELONA	4 030	4 680	4 960	5 530
AUDAX				
AUDIMAX 1	80	90	110	120
AUDIMAX 2	130	150		
AUDIMAX 3	180	200		
AUDIMAX 4	220	250		
AUDIMAX 5	340	370		
SPR 12	60	70	80	90
SPR 16			140	160
SPR 20			200	230
EURYTHMIQUE 20	150	180	210	250
EURYTHMIQUE 30	220	250	290	340
EURYTHMIQUE 40	410	480	550	640
EURYTHMIQUE 60	600	820	860	510
A 230			370	420
A 360			1 000	1 100
A 4101			1 700	2 010
BANG & OLUFSEN				
BEOVOX S 30				520
BEOVOX P 30				616
BEOVOX S 45				728
BEOVOX P 45				854
BEOVOX S 60				1 140
BEOVOX M 70				1 550
(la paire)				
BEOVOX 901	290	350	425	
BEOVOX 1001	380	450	550	
BEOVOX 1700/1702	490			
BEOVOX 2700/2702	630	800	1 000	
BEOVOX 3700/3702	940	1 100	1 260	1 380
BEOVOX 4700/02/03	1 120	1 480	1 850	1 950
BEOVOX 5700	2 030	2 460	2 630	2 830
BOSE (PAIRE)				
301				1 530
501			2 010	2 240
901	2 800	3 110	3 400	3 800
BRANDT ELECTRONIQUE				
EC 331				260
EC 374/378				290
EC 2941				310
EC 621				620
BRAUN				
L 420	320	350	390	430
L 330		340	380	440
L 620	590	660	750	850
L 710	750	830	930	1 036
L 810	960	1 070	1 190	1 320
LV 720			2 120	2 360
LV 1020	1 040	1 260	1 520	1 600

	1974	1975	1976	1977
B & W				
D 5	300	350	400	450
D M 4	590	670	750	800
D M 2	800	910	1 020	1 140
CONTINENTAL	2 860	3 150	3 530	3 920
D M 6				2 060
CABASSE				
DINGHY	280	340	400	470
DINGHY II	450	530	620	710
PONAN	380	440	500	570
SAMPAN LEGER	990	1 100	1 220	1 360
SAMPAN	1 540	1 710	1 900	2 110
GALLION	3 270	3 640	4 040	4 490
BRIGANTIN	4 210	4 670	5 190	5 770
ZEF	270	300	340	370
DINGHY III	560	630	720	810
DINGHY XV			590	660
DINGHY 2 VT	1 520	1 680	1 870	2 080
SAMPAN 3 VTA				4 340
GALLION 3 VTA				6 880
BRIGANTIN 3 VTA				8 080
BRIGANTIN S				3 110
OURAGAN			2 980	3 330
CELESTION				
DITTON 10	260	290	330	360
DITTON 11	300	330	370	410
COUNTRY	220	260	300	340
DITTON 15	200	240	290	350
DITTON 44	490	570	610	670
DITTON 25	680	780	890	910
DITTON 66	860	960	1 040	1 190
UL 6				540
UL 8				680
UL 10				1 000
ELIPSON				
BE 10	120	140	150	
BE 30	240	250	290	
BS 40/2	700	780	870	
BS 50	770	850	950	
BS 50/2	850	940	1 050	
BS 4040	2 070	2 300	2 560	
B 1301			200	220
B 2102			500	560
B 1302		510	690	770
B 1302 (blanc)		730	810	910
B 2202			750	840
B 1203			1 130	1 270
B 1213			1 660	1 860
BS 302			810	910
BS 402			1 050	1 170
BS 502			1 240	1 380
B 1402			970	1 090
B 1303			1 750	1 960
B 1403			2 390	2 660
B 1503			810	910
B 2203			1 000	1 120
ESART				
E 30 S	210	240	260	330
E 40 S	410	450	500	630
P 2 S			380	420
E 2001			510	640
E 45 A				2 200
ESS				
LAB 1			1 180	1 320
LAB 2			910	1 020
LAB 3			810	900
AMT 1 A			2 430	2 700
AMT 1 AM			2 750	3 060
AMT 1 AB			1 990	2 020
FILSON				
MENUET	160	200	230	260
ALTO II		360	400	440
ESPACE		1 090	1 210	1 350
F 301		440	490	550
F 401		620	690	770
FISHER (paire)				
XP 60	590			
XP 7	1 020			
P 56	620	700	780	

	1974	1975	1976	1977
GOODMANS				
MINISTER		240	270	300
HAVANT	270	300	340	370
MEZZO SL		400	450	500
MAGNUM MK II	450	510		
MAGNUM SL			600	640
GOODWOOD	720	810	900	1 000
DIM 6	830	930	1 000	1 050
MEZZO II	320			
ACHROMAT 100			400	450
ACHROMAT 200			540	620
HRC				
WOODSTOCK		400	440	500
ILE DE WIGHT		640	710	790
MANHATTAN		870	920	1 000
RECITAL				1 140
SYMPHONIE				1 650
INFINITY				
PS II				640
MONITOR				1 500
COLUMN II				1 650
J B LANSING				
LANCER 75 MENUET	360			
LANCER 25 PRIMA	1 340	1 490	1 650	
AQUARIUS 4	1 400	1 560		
CONTROL ROOM MONITOR 4310	1 440	1 510		
LANCER 100 CENTURY	1 520	1 690	1 660	2 090
AQUARIUS 1	2 400	2 570		
LANCER 55	2 260	2 520		
LANCER 45 FLAIR	4 150	4 690	5 130	
OLYMPUS S 7 R	6 250	6 960		
PARAGON	25 100	27 000		
L 16			600	650
L 26		730	830	900
CONTROL ROOM 4311			1 600	1 900
L 36				1 020
L 200				4 300
L 300				3 020
L 100				2 090
K L H				
31	290	330	360	400
101	310	350	380	430
102	410	460	510	570
103	810	900	1 000	1 120
CB 8				760
CB 10				1 160
CL 3			1 290	1 430
CL 4			1 350	1 500
SCX 2				2 940
SCX 3				3 760
LABORATOIRE ELECTRONIQUE DU SON				
3 20	200	250	300	350
3 25	220	260	340	410
3 35	350	410	420	490
3 50	460	530	640	700
LES 55			490	540
LES 75				610
LEAK				
SANDWICH 200	200	370	420	
SANDWICH 300	320	440	490	
SANDWICH 600	610	680	760	
2020			250	280
2030			440	490
2060			670	740
2075			1 830	2 030
MAGNAT				
TWIN II				530
BULL BORG II				610
BULL II				690
BULL 502				810
SUPER BULL II				540
BULL TURBO II				2 750
LOG 1000				1 200
LOG 2000				1 500
BABY BULL				290

	1974	1975	1976	1977
MARANTZ				
IMPERIAL 4G		390	430	460
IMPERIAL 5G		420	495	550
IMPERIAL 6G		570	680	760
IMPERIAL 7G		640	770	860
HD 44				540
HD 55				860
HD 66				1 010
HD 77				1 540
HD 88				1 780
MARTIN				
MINI DAN	200	230	250	
MICRO MAX	260	300	350	
MAXI MAX	480	530	590	
SUPER MAX	560	630	700	
LABORATORY MK II	630	700	780	
SUPER LAB			850	
CRESCENDO/2	1 000	1 110	1 240	
KRYPTON	1 330	1 490	1 540	
EXORCIST	1 400	1 570	1 650	
MAGNIFICAT			2 700	2 930
GAMMA 204			260	320
GAMMA 208			470	580
GAMMA 308			640	720
GAMMA 210			720	860
GAMMA 310			840	950
GAMMA 312			960	1 070
GAMMA 412			1 100	1 470
GAMMA 1200			1 450	1 750
GAMMA 1500			1 700	2 100
MONITOR AUDIO				
MA 7			510	560
MA 5 MK II			640	720
MA 4			690	900
MA I			1 430	1 590
MA III			1 570	2 110
MINICO				
SK 33			290	320
SK 44			390	440
SK 55			560	630
PHILIPS				
RH 493	240	260	290	330
RH 532		1 030	1 150	1 270
RH 544				1 310
RH 541				900
RH 452				240
RH 453				370
RH 456				500
RH 457				710
PIONEER				
CSE 300	360	400	450	
CSE 700	1 220	1 360	1 510	
CSE 320				260
CS 515				330
CS 313				240
HPM 40				670
HPM 60				960
HPM 100				1 550
QUAD				
ESL	1 220	1 360	1 510	1 680
RADIOLA				
RA 453				370
RA 456				500
RA 541				900
RA 544				1 310
UFB 60				1 070
ROGERS				
COMPACT		530	590	660
EXPORT		1 230	1 370	1 530
BBC	1 390	1 550	1 720	1 920
SABA				
FL 50			470	520
FL 60			590	660
FL 70			680	760
SANSUI				
SP 10	190	210		
SP 30	270	300		
SP 50	490	550	610	
SP 70	530	590	660	

	1974	1975	1976	1977
SP 150	680	760	840	
SP 1200	1 130	1 260	1 400	
SP 1700	960	1 070	1 190	
SP 2500	1 000	1 120	1 240	1 380
SP 3500	1 220	1 360	1 510	1 680
SP 3000			1 280	1 420
SP 4000			1 070	1 190
SP 4500			1 240	1 380
SP 5000			1 570	1 740
LM 110			600	710
LM 220			850	900
LM 330			1 080	1 160
ES 30			380	430
ES 50			500	570
ES 100			610	700
ES 200			800	890
SCOTT				
S 11		460	540	640
S 17	190	270	280	330
S 15	370	440	510	540
S 42		420	480	500
D 51		610	690	780
S 61		700	800	920
S 186				720
S 196				950
PR 070				1 170
PRO 100				1 720
S 176				380
S 177				590
SERVO SOUND				
SL 21	560	620	690	770
SL 101		960	1 070	1 190
SIARE				
X 1	50	60	70	90
X 2	90	110		
X 40	360	390		
X 25	190	240		
PX 20	170	190	210	
PX 25		170	190	250
PX 30		310	350	390
PX 35		150	170	190
B 3 X		270	300	170
C 2 X		130	150	170
FUGUE 50	610	680	750	600
FUGUE 100	1 060	1 180	1 310	
FUGUE 200				580
CX 22				260
BX 32				390
CX 32				510
AXFORD PR 5				610
SKANIA				
S 20				210
S 25				290
S 35				340
S 50				530
S 60				660
SONAB				
V 1	390			
OA 4	500			
OA 5	720			
OA 6	1 880	2 090		
OD 11		450	540	600
OA 12		720	800	890
OA 14		940	1 040	1 160
OA 116			1 820	2 020
OA 212				3 250
SUPRAVOX				
PICOLA I	220	250	280	310
PICOLA II (15W)	350	390	440	490
PICOLA II (40W)	450	500	550	620
DAUPHINE (15W)	420	470	520	580
DAUPHINE (40W)	510	410	470	540
612	540	600		
SALON	910	1 010	1 120	1 250
TANDBERG				
FASETT	250	270	300	340
TL 1520			370	410
TL 2520			540	600
TL 3520			750	830
TL 5020			1 000	1 120
TL 8020			2 040	2 270

	1974	1975	1976	1977
TANNOY				
SB 4500				550
SB 402				740
SB 5000				710
SB 6000				1 400
SB 7000				2 520
TERAC				
G 122				240
G 224				790
G 337				1 570
WHARFEDALE				
DENTON 15 W	200	220	240	270
SUPER DENTON	270	300	330	370
DENTON 3		250	260	320
LINTON 3	310	210	250	290
TRITON 3	350	390	430	480
METON 2	410	450	500	560
DOVEDALE 3	680	720	810	900
SUPER 60	720	820	910	1 010
CHEVIN				140
DENTON 2 XP				220
GLENDALE 3 XP				440
AIREDALE SP				1 180
DOVEDALE SP				740

PLATINES TOURNE-DISQUES	1974	1975	1976	1977
AKAI				
AP 002	330	400		
AP 004	390	460		
AP 001			350	390
AP 003			470	540
AP 005			560	640
AP 420	700	780	860	1 080
AP 006				650
BARTHE				
PRO III		620	690	
PRO III AA			880	970
ROTOFLUID REGIE				1 560
ROTOFLUID DISQUAIRE				970
B & O				
BEOGRAM 1000/1001	330	380	430	
BEOGRAM 1200	480	550		
BEOGRAM 1202/1203		690	750	800
BEOGRAM 1500	640	780		
BEOGRAM 3000		900	1 050	1 150
BEOGRAM 4000		1 850	2 150	2 350
BEOGRAM 1100				880
BRAUN				
PS 500	780			
PS 1000	1 070			
PS 338				1 270
PS 350				1 070
PS 450				1 200
C E C				
BD 2000		370	450	550
BD 6000		600	670	740
BA 600				770
BD 1000				410
CONNOISSEUR				
BD 3			530	680
BD 2	230	290	360	430
CONTINENTAL EDISON				
TD 1440				360
TD 1450				830
DENON				
P 3700			2 700	2 960
DP 3000				1 470
DP 1700				1 840
DP 1000				2 310
DUAL (COMPLETE)				
CS 12	180	210	270	
CS 16	290	340	400	
CS 18			450	500
CS 32	490	550		
CS 34		630	700	820
CS 24			580	680
CS 40	720	800	890	950
CS 70	970	1 080	1 110	1 360
CS 601				960
CS 14		310	350	390
CS 721				1 450
CS 510				850
GARRARD				
Z 100 SB	460	530	600	720
Z 100 C	720	800	890	1 050
86 SB	230	280	330	430
SL 65 B	240	290		
401 (S/BRAS)	260	350	460	540
HARMAN KARDON				
ST 7			2 350	2 610
ST 6				2 090
HITACHI				
PS 10	490	540	600	670
PS 12	530	630	700	780
PS 17			600	670
PS 38			790	880
PS 48			900	1 000
KENWOOD				
1022		400	440	480
2022 A		520	580	600
3022		700	780	860
5022 A		890	1 100	1 300
2033			720	810
3033			840	940
5033				1 470
LENCO				
B 55	240	260	290	320
L 75	320	370	420	500
L 78		430	510	640
L 85		530	720	690
L 65				480
L 82				740
L 90				1 130
L 84				930
L 80				520
MARANTZ				
6300				1 270
6320				1 160
MICRO				
SOLID I				450
MR 122				460
DD 1				720
DD 5				1 150
TAKE 5				900
MONARCH				
T 700				430
T 700 A				570
MINICO				
VL 5	900	1 020	1 130	1 260
M 5240		660	730	810
M 473		640	710	790
ONKYO				
CP 60			800	910
CP 55			590	630
CP 80			1 570	1 740
CP 30				540
CP 700 M				1 080
PHILIPS				
GA 207	270	300	360	
GA 437	330	370	430	470
GA 438	390	440	500	560
GA 212	340	410	490	580
GA 209				1 130
GA 418				560
GA 224				230
GA 161				350
GA 427				480
GA 406				640
GA 222				530
PIONEER				
PL 12 D	300	340	380	
PL 15 D	450	550	500	
PL 10	330	380	430	
PL 51		1 050	1 250	
PL 71		1 600	1 800	

	1974	1975	1976	1977
PL 112 D			410	450
PL 115 D			600	660
PL 117 D			690	770
PL 510 D			810	960
RADIOLA				
RA 406		400	510	560
RA 8840				730
RA 222			650	730
RA 209				960
SANSUI				
SR 1050 K	310	360	420	
SR 1050 C	320	390	490	
SR 2050 C	880	980		
SR 4050 C	1 067	1 130		
SR 212				610
SR 525				1 210
SR 929				2 900
FR 1080				840
FR 5080				1 860
SR 222				630
SANYO				
TP 725			660	960
TP 1000				1 900
TP 1200				1 380
TP 625				680
TP 92 S				630
TP 800				1 040
SHARP				
TP 725				1 890
RP 1500				550
RP 3500				1 580
SCOTT				
PS 91	630	727		
PS 16			460	520
PS 36			610	680
PS 76			760	880
SONAB				
55 S		520	580	
87 S				870
SONY				
PS 8750		2 910	3 240	3 600
PS 5050	800	890	990	1 100
PS 4750		1 220	1 300	1 510
PS 1350				580
PS 2350				640
PS 3750				1 440
PS 6750				1 980
PS 4300				1 520
TECHNICS				
SL 23			480	540
SL 2000				690
SL 1500	680	760	860	
SL 1510			890	990
SL 1300	700	830	960	
SL 1350			1 420	1 640
SL 1100	1 110	1 250	1 400	1 570
SL 1700				890
THORENS				
TD 150/II	360	419		
TD 125 MK II	960	1 060	1 180	
TD 165		440	500	610
TD 160		530	640	700
TD 166			460	590
TD 145			790	940
TD 126			1 400	1 690
TOSHIBA				
SR 300	490	540	600	570
SR 330				570
SR 355				1 410
SR 80	730	820	910	1 010
SR 510				2 130
SR 870			1 030	1 150
YAMAHA				
YS 50 P			510	570
YP 450			520	580
YP 400			750	860
YP 701			910	1 010
YP 800			1 530	1 700

	1974	1975	1976	1977
AIWA				
AD 5500			1 700	1 860
AD 1200			980	1 090
AD 1300			1 100	1 320
AD 1500			1 400	1 620
AD 1530			1 510	1 740
AD 1800			1 740	1 980
AKAI				
4000 DS	540	620		
4000 DS MK II		780	840	920
4000 DB			1 000	1 240
1721 L	540			
1722 L			1 080	1 170
1731 L	1 170	1 300		
1730 SS	1 430	1 540	1 770	
1730 DSS	1 270	1 410	1 560	
X 201 D	1 000	1 100	1 200	1 300
GX 1900 D	1 320			
GX 260 D	1 720	1 920	2 300	
GX 285	2 300	2 560		
CS 33 D	640	720	800	
CS 35 D	530	590	670	
GXC 36 D	630	700	770	
GXC 40 D	660	740	790	
GXC 38 D	910	1 020	1 130	
GXC 510 D		1 220	1 350	1 500
GXC 46 D	1 030	1 150	1 280	
GXC 40 T	1 000	1 120	1 230	
GXC 75 D		1 350	1 500	1 670
GXR 82 D	880	980	1 090	
GXR 82	1 070	1 190	1 330	
CR 81 T	1 120	1 250	1 390	
GX 212 D			1 540	1 760
GX 232 D			1 870	2 080
GX 272 D			2 050	2 260
GX 600 D		1 800	2 010	
GX 600 D PRO		2 100	2 340	
GX 600 DB		2 430	2 700	
GX 630 D		1 980	2 200	2 340
GX 630 DB		2 390	2 550	2 740
GX 630 D PRO		1 980	2 200	2 340
GX 400 D	3 490	3 870	4 310	
GX 400 D PRO	3 690	4 100	4 560	
GX 400 DSS	4 570	5 520	6 140	
GX 280 DSS				3 460
GX 630 DSS				3 650
CS 34 D		650	730	810
GXC 39 D			980	1 090
GXC 310 D			1 200	1 350
GXC 325 D			1 540	1 720
GXC 510 D			1 350	1 500
GXC 710 D			1 240	1 380
GXC 740 D			1 680	1 870
GXC 760 D			2 050	2 280
GXC 570 D			2 150	2 400
GXC 75 D			1 500	1 670
GXC 39 D			800	930
GXC 310			1 310	1 460
GX 63 D				770
GX 230			2 070	2 310
GX 650 D				3 840
B & O				
BEOCORD 2200				1 830
BASF				
8100			920	1 030
8200			1 440	1 600
BRAUN				
TG 1000	3 020	3 350		
TGD 300	1 330	1 470		
TGC 450			1 300	1 450
DUAL				
CTG 28	380			
CTG 29	560	710		
C 901			1 590	1 770
C 919			1 400	1 560
GRUNDIG				
TK 245	540	610	740	
TK 248	880	1 050	1 180	
TK 600	1 000	1 360	1 540	
TK 244		890	1 000	1 160
TK 745			1 110	1 280
TS 600	1 060	1 380	1 480	

	1974	1975	1976	1977
TK 547				950
TK 847				1 780
TK 850 FM				1 900
CN 730				910
CN 700				600
HARMAN KARDON				
CAD 5	860			
2000		1 450	1 660	1 840
HITACHI				
D 600			1 110	1 230
D 2150			810	900
D 2330			730	810
D 2360			970	1 070
D 3500			1 850	2 060
KENWOOD				
KA 7010 A	490			
KX 620			1 060	1 180
KX 710			1 270	1 420
KX 510			1 500	1 670
MARANTZ				
5120				1 580
5420				2 700
NAKAMICHI				
DT 250				1 120
DT 350				1 700
DT 500				1 730
DT 1000			5 780	6 310
DT 700			3 230	3 550
DT 600			2 010	2 230
DT 550				2 230
NIVICO				
CD 1669	2 232	2 470	2 750	3 060
CD 1667	1 042	1 160	1 290	1 440
CD 1666	778	860	950	1 060
CD 1920			1 250	1 440
CD 1950			1 350	1 500
CD 1970			1 560	1 770
CD 1635			1 360	1 510
CD 1656			910	1 020
CD 1740			780	870
PHILIPS				
N 4414	900	1 130		
N 4416	1 040	1 160		
N 4418	1 580	1 750		
N 4510	1 630	1 820		
N 4450	2 880	3 200	3 560	3 960
N 2509		730	810	1 000
N 2510		1 020	1 130	1 260
N 4511				2 020
N 4415			1 150	1 290
N 4417			1 730	1 890
N 4419			2 390	2 680
N 4534			1 250	1 360
N 2515			810	900
N 2520			1 080	1 200
N 2408			1 360	1 510
PIONEER				
CTF 2121			890	990
CTF 3131			960	1 070
CTF 4141			920	1 030
CTF 5151			1 150	1 280
CTF 7171			1 210	1 460
CTF 9191			2 170	2 420
RT 1311			2 450	2 700
RADIOLA				
RA 2408			1 240	1 370
RA 2515			850	940
RA 2507			550	610
RA 2520			1 230	1 360
RA 4415			1 130	1 260
RA 4417			1 570	1 750
RA 4419			2 010	2 240
RA 5504			1 160	1 330
RA 4511			1 630	1 820
RA 4420				1 720
RA 4422				2 170

	1974	1975	1976	1977
REVOX				
A 77 MK III 1102/04	2 290	2 550		
1122/24	2 340	2 600		
1302/04	2 220	2 470		
1322/24	2 450	2 720		
1222/24	2 670	2 970		
A 77 MK III NOUV. MODELE				
1102/04			2 600	2 910
1122/24			3 000	3 240
1302/04			2 550	2 790
1322/24			2 750	3 060
1222/24			3 040	3 400
1132/34			3 460	3 870
A 700			5 700	6 390
SABA				
TG 564	700	900	1 120	
TG 664	940	1 030	1 290	
TG 674		1 150	1 290	
TG 454		440	580	
CR 832			1 070	1 190
CR 833			720	810
CR 835			960	1 090
CR 836			1 000	1 120
SANSUI				
SC 737			1 400	1 560
SC 2000			1 420	1 530
SC 2002			1 420	1 580
SC 3000			1 730	1 920
SC 3002			1 730	1 920
SHARP				
RD 712	550	605		
RD 423	460	515		
SONAB				
C 500		1 370	1 520	1 690
SONY				
TC 755	2 000	2 260	2 510	
TC 280	790	990	1 100	
TC 730	1 560	1 980	2 200	
TC 630	2 280	2 530	2 810	
TC 755	2 380	2 540	2 840	
TC 377	1 100	1 370	1 520	
TC 640	1 650	1 840	2 040	2 560
TC 137	610	690	660	960
TC 129	660	740	820	910
TC 131	900	1 005	1 170	1 240
TC 165				1 590
TC 161				2 070
TC 142				840
TC 182				1 450
TC 378				1 490
TC 458				1 920
TC 645				2 080
TC 756/2				3 230
TC 850/2				5 180
TC 880/2				8 540
TC 510/2				3 480
TC 570				1 540
TC 277-4				1 330
TC 366-4				2 040
TC 766-4				5 160
TC 177 SD				2 880
TC 137 SD				1 540
TC 136 SD				1 120
TC 135 SD				840
TC 186 SD				910
TC 204				1 420
TC 206				1 590
TC 209				2 170
TANDBERG				
3300 X	1 050	1 160		
TCD 300	1 250	1 350		
9000 X	1 910	2 120	2 300	
3321/41			1 530	1 730
3521/41			1 980	2 200
9121/41			2 820	3 043
3421/41			2 090	2 220
TCD 310			1 560	1 750
9241				3 080
TCD 330				3 230
10 XD				4 450
3500 X				1 920

	1974	1975	1976	1977
TEAC				
A 1230-214 T	1 780	1 980		
A 1250	2 040	2 270		
A 4010 SL	2 440	2 710	3 020	
A 4070	3 180	3 540		
A 7010 GSL	4 770	5 300	5 800	6 900
A 7030	3 180	3 540	3 930	4 710
A 7030 SL	4 340	4 810	5 350	
A 3300-10/11	2 550	2 840	3 050	3 230
A 3340	4 540	5 040	5 500	5 930
A 350	1 340	1 490	1 760	
A 360	1 720	1 910	2 160	2 360
A 160	840	950	1 060	1 210
A 6300			4 150	4 620
A 170				1 110
A 400				1 330
A 450	1 560	1 730	1 920	2 140
A 460				2 370
A 2340				3 710
A 7300				4 500
A 650				2 700
TECHNICS				
RS 256 US	510	720		
RS 275 US	1 450	1 810		
RS 610			900	1 000
RS 676			2 060	2 400
RS 269		700	760	870
RS 630				900
RS 671				1 360
RS 676				1 690
UHER				
724	1 620	1 290	1 440	
263 S	1 340	1 490	1 650	
ROYAL DE LUXE	1 830	2 040	2 160	
4000 IC		1 330	1 480	1 660
4200/4400		1 640	1 820	2 030
CG 360			2 010	2 140
CR 210		1 410	1 560	1 640
CG 320				1 750
SG 510				1 560
SG 520				1 580
SG 560				7 500
5000 U	1 170	1 300	1 440	1 610
LG 630				3 400
YAMAHA				
TC 800 GL				1 600
CHAINES COMPACTES	**1974**	**1975**	**1976**	**1977**
GRUNDIG				
STUDIO 1600	990	1 000	1 140	
STUDIO 1620				1 410
STUDIO 2000	1 050	1 200	1 490	1 640
STUDIO 2040	1 640	1 820	2 020	2 330
STUDIO 1520				960
STUDIO 2240				2 890
STUDIO 3010				1 890
STUDIO 2220				2 620
NATIONAL				
SG 1010 L		1 070	1 190	1 490
SG 1050 L		1 100	1 240	1 600
SG 1020				1 370
SG 1070 L				2 060
SG 2070				2 580
SG 2080				2 790
SG 1080				2 440
SG 1090				3 060
PHILIPS				
RH 802	1 010	1 130	1 250	
RH 829	1 980	2 200	2 510	
RH 852		1 320	1 450	1 630
RH 937		2 150	2 340	2 660
RH 814			680	750
RH 837	1 310	1 510	1 680	1 870
SONY				
HMP 30			1 100	1 200
HMK 70				3 250
HMP 70			1 820	2 140
HMP 50			1 370	1 520